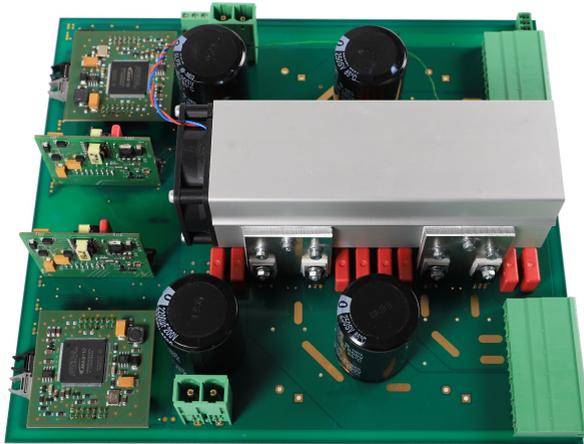
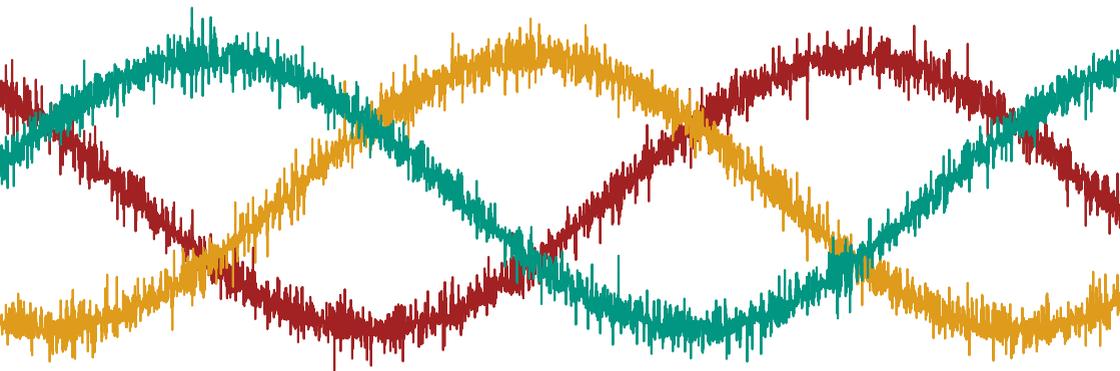


Der Modulare Multilevel-Umrichter als dreiphasige Spannungsquelle



Mathias Scharrenberger



Der Modulare Multilevel-Umrichter als dreiphasige Spannungsquelle

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

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

DISSERTATION

von

M.Sc. Mathias Schnarrenberger
geb. in: Hardheim

Tag der mündlichen Prüfung:

18. Juni 2019

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Michael Braun

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens
(Leibniz Universität Hannover)



This document - excluding pictures and graphs - is licensed under the Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License (CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>

Vorwort

Die Idee zur Untersuchung des Modularen Multilevel-Umrichters als universelle dreiphasige Spannungsquelle entstand im Jahr 2014 während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Aus der Idee entwickelte sich in mehrjähriger Tätigkeit ein neues Konzept für eine galvanisch getrennte und in der Spannung skalierbaren dreiphasigen Spannungsquelle mit niedrigem Oberschwingungsgehalt auf Basis des Modularen Multilevel-Umrichters. Die Funktionsfähigkeit des Konzepts wurde mittels des aufgebauten Prototyps mit einer Leistung von 50 kV A demonstriert.

Hiermit möchte ich die Möglichkeit nutzen und mich bei allen Beteiligten aus dem privaten und beruflichen Umfeld recht herzlich bedanken, die mich während meiner Promotion tatkräftig und motivierend unterstützt haben. Dies hat mir den erfolgreichen Abschluss meiner Arbeit ermöglicht.

Hierzu möchte ich mich an erster Stelle besonders herzlich bei meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Michael Braun für das entgegengebrachte Vertrauen, die fachliche Unterstützung und die spannenden Diskussionen bedanken. Ebenfalls möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens für das Interesse an der Arbeit und die Übernahme des Korreferats bedanken.

Mein herzlicher Dank gilt zudem den Kolleginnen und Kollegen des ETIs, die mich mit zahlreichen konstruktiven Diskussionen und Anregungen zur Umsetzung der vorliegenden Arbeit unterstützt haben. Insbesondere möchte ich dabei Felix Kammerer, Dennis Bräckle, Mario Gommeringer und Stefan Mersche für ihre wertvollen wissenschaftlichen Beiträge danken.

Des Weiteren möchte ich allen studentischen Mitarbeitern Danke sagen, die durch ihre tatkräftige Hilfe an diesem Projekt mitgearbeitet haben. Für die Fertigung mechanischer und elektronischer Komponenten möchte ich hiermit der ETI-Werkstatt ein großes Dankeschön aussprechen.

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

Nicht zuletzt danke ich besonders meiner Familie und meiner Freundin Marion für die wertvolle Unterstützung meiner Promotion, die unzähligen Stunden für das Korrekturlesen und die Organisation einer großartigen Doktorfeier.

Mathias Schnarrenberger

Wangen im Allgäu, im Juli 2019

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	1
1.1 Stand der Technik	3
1.2 Ziele der Arbeit	9
1.3 Gliederung der Arbeit	10
2 Konzeption des Modulare Multilevel-Umrichters für den Einsatz als universelle Drehspannungsquelle	13
2.1 Konzept	14
2.2 Aufbau und Modellbildung der Zweige des MMCs	17
2.3 Entkoppelte Steuerung des MMCs	21
2.4 Galvanische Trennung mit Mittelfrequenztransformator	27
2.5 Zweigleistungen	28
2.6 Transformierte Zweigenergien	36
2.7 Regelung	37
2.7.1 Energieregler	41
2.7.2 Berechnung der Sollströme zur Leistungserzeugung	43
2.7.3 Stromregler	57
2.7.4 Begrenzungsstrategie	59
2.8 Modulation	62
2.8.1 Modulationsverfahren	63
2.8.2 Sortierung der Zellspannungen	65
2.8.3 Auswahlalgorithmus	66
2.8.4 Zweigleistungsprädiktion	68
2.8.5 Modulation innerhalb einer Zelle	69
2.8.6 Betrachtung der Modulation für eine Phase	71
2.9 Aufwandsarme Erhöhung der Modulationsfrequenz	72

3 Auslegung des SPMMCs	77
3.1 Eckdaten der universellen Drehspannungsquelle	78
3.2 Berechnung der Zweiggrößen	81
3.2.1 Maximaler Zweigstrom	81
3.2.2 Zweigdrossel	82
3.2.3 Maximale Zweigspannung	82
3.3 Berechnung der maximal auftretenden Energiehöhe	83
3.3.1 Ausgangsfrequenz ungleich 0 Hz	84
3.3.2 Ausgangsfrequenz gleich 0 Hz	85
3.3.3 Zusammenfassung	86
3.4 Berechnung des Zellkondensatoreffektivstroms	86
3.5 Berechnung des Zweigeffektivstroms	89
3.6 Zellauslegung	91
3.6.1 Festlegung der Zellparameter	91
3.6.2 Wahl des Zellkondensators	92
3.6.3 MOSFET-Verluste	93
3.7 Auslegung des MF-Transformators	100
4 Versuchsaufbau	103
4.1 Beschreibung der Komponenten	105
4.1.1 ETI-DSP-System	105
4.1.2 Active Front End (AFE)	107
4.1.3 MF-Vollbrücke mit Transformator	108
4.1.4 Beschreibung des 1AC-3AC MMCs	109
4.2 Fehlerüberwachung	117
4.3 Anfahren des SPMMCs	118
4.4 Gesamtsystem	119
5 Messungen am SPMMC Versuchsaufbau	121
5.1 Quasistationärer Betrieb	121
5.2 Dynamischer Betrieb	126
6 Anwendung als Emulator zur Nachbildung einer IPMSM	131
6.1 Herleitung der Modelle	133
6.1.1 Maschinenmodell	133
6.1.2 PHIL-Modell	136
6.2 Implementierung	137
6.2.1 Zeitdiskretisierung	137
6.2.2 Lookup-Tabellen	138

6.2.3	Stromregler	138
6.2.4	Dezimierung der Ausgangsspannung	139
6.3	PHIL-Signalverarbeitung	140
6.3.1	Messwerterfassung	140
6.3.2	Digitale Signalverarbeitung	140
6.4	Vorstellung der Maschine und des Prüflings	143
6.5	Messungen	144
6.5.1	Quasistationäre Messungen	145
6.5.2	Dynamische Messungen	147
6.5.3	Fehlerfälle	150
7	Zusammenfassung	155
	Symbolverzeichnis	157
	Abbildungsverzeichnis	169
	Tabellenverzeichnis	173
	Literaturverzeichnis	175

1

Einleitung

In der Zukunft wird die Bedeutung von Mess- und Prüfsystemen zur Charakterisierung elektrischer Betriebsmittel einen immer wichtigeren Aspekt in Prüfanstalten einnehmen. Beispielsweise führt der steigende Anteil der regenerativen Energien an der Energieerzeugung in Deutschland [1] und die Modernisierung bestehender Industrieanlagen zu einer immer größer werdenden Anzahl an leistungselektronischen Stellgliedern im elektrischen Netz. Um die Stabilität und somit die Zuverlässigkeit des Netzes zu gewährleisten, wurden Netz- und Systemregeln durch die deutschen Übertragungsnetzbetreiber festgelegt. Diese Regeln beschreiben das Verhalten von Erzeugungseinheiten am Netz im regulären Betrieb sowie im Fehlerfall und müssen auf deren ordnungsgemäße Funktion geprüft werden [2]. Die Messung zur Charakterisierung passiver Bauteile wird in Zukunft ebenfalls einen bedeutenden Aspekt darstellen. Hierbei können magnetische Werkstoffe beispielsweise hinsichtlich von Magnetisierungs- und Wirbelstromverlusten und Hysteresekurven vermessen werden [3]. Netzbetriebsmittel, wie Filter, sind ebenfalls interessant bezüglich einer Analyse von Verlusten, Resonanzverhalten und Verhalten im Fehlerfall. Prüfsysteme als Power Hardware-in-the-Loop (PHIL)-Systeme dienen zur Nachbildung von elektrischen Systemen, beispielsweise elektrischen Netzen und Maschinen. Dies erlaubt die Prüfung von Antriebsstromrichtern ohne einen aufwendig aufgebauten Maschinensatz. Somit ist es möglich, verschiedene Regelverfahren und Fehlerfälle gefahrlos zu untersuchen. [4]

In der Abbildung 1.1 ist die Verwendung einer universellen Drehspannungsquelle¹ dargestellt. Diese wird aus dem Stromnetz versorgt. Die Aufgabe einer universellen Drehspannungsquelle besteht darin, eine vom speisenden Stromnetz galvanisch getrennte ideale dreiphasige Spannung an deren Lastklemmen zu erzeugen. Die Last soll entsprechend der gewünschten Anwendung bzw. Messung beliebig gewählt werden können. Je nach gewählter Last, beispielsweise einem Stromrichter, besteht die Möglichkeit, dass die Last vom Stromnetz versorgt wird. Hierbei kann ein Ausgleichsstrom über den Neutralleiter N fließen. Um dies zu verhindern, muss daher die Ausgangsspannung der universellen Drehspannungsquelle galvanisch getrennt sein.

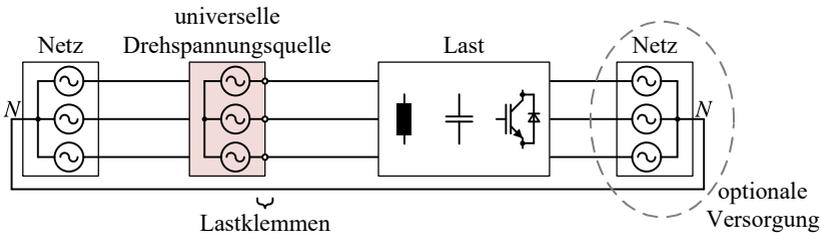


Abbildung 1.1: Verwendung einer universellen Drehspannungsquelle zur Untersuchung von beliebigen Lasten

Zur Durchführung der beschriebenen Prüfungen werden universelle Drehspannungsquellen benötigt, welche folgende Anforderungen erfüllen müssen: Die Amplitude und Frequenz der Ausgangsspannung soll frei wählbar sein, um jeden möglichen Betriebspunkt abdecken zu können. Dies schließt das Verhalten der Last mit ein, in dem die universelle Drehspannungsquelle kapazitive oder induktive Blindleistung bereitstellen können soll. Wünschenswert ist ein niedriger Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannung. Dies vermeidet unerwünschte Effekte an der Last, wie beispielsweise zusätzliche Verluste. Um die Rückwirkung des von der Last verursachten Stromflusses auf die Ausgangsspannung der Drehspannungsquelle gering zu halten, sollte die Drehspannungsquelle eine niedrige Impedanz aufweisen. Die hohe Dynamik wird benötigt, um auf wechselnde Anforderungen der Last oder der Sollwertvorgabe schnell reagieren zu können. Hohe dynamische Anforderungen und kurze Reaktionszeiten sind u. a. bei PHIL-Systemen erforderlich. Die galvanische Trennung der Drehspannungsquelle vom

¹In dieser Arbeit wird der Begriff Drehspannungsquelle als Synonym für eine dreiphasige Spannungsquelle verwendet.

speisenden Netz dient zur Unterbindung von Ausgleichströmen, welche ggf. über die Last und das Stromnetz auftreten können. Der bidirektionale Leistungsfluss wird gefordert, damit die universelle Drehspannungsquelle im Ein- und Rückspeisebetrieb dauerhaft und ohne Leistungseinbußen betrieben werden kann. Um eine hohe Zahl von Anwendungsmöglichkeiten abdecken zu können, soll eine einfache Skalierbarkeit in der Leistung gegeben sein. [4]

Zusammengefasst muss eine universelle Drehspannungsquelle folgende Eigenschaften besitzen:

- frei wählbare Amplitude der Ausgangsspannung
- frei wählbare Ausgangsfrequenz von der Frequenz Null bis in den kHz-Bereich
- Betrieb von Lasten mit kapazitivem oder induktivem Verhalten
- Ausgangsspannung mit niedrigem Oberschwingungsgehalt
- niedrige Ausgangsimpedanz
- hohe Dynamik und kurze Reaktionszeit der Ausgangsspannung
- galvanische Trennung vom speisenden Netz
- bidirektionaler Leistungsfluss mit hohem Wirkungsgrad
- einfache Skalierbarkeit in der Leistung

1.1 Stand der Technik

In der Literatur sind bereits Topologien bekannt, welche die Anforderung von universellen Drehspannungsquellen teilweise oder komplett erfüllen. Diese werden im folgenden Abschnitt kurz vorgestellt und deren Vor- und Nachteile erläutert.

Lineare Spannungsquellen

Eine auf der Analogtechnik basierende Schaltung ist der Klasse AB-Verstärker in der Abbildung 1.2. Diese Schaltung ist vor allem aus dem Audio-Bereich bekannt, da diese einen sehr geringen Oberschwingungsanteil in der Ausgangsspannung erzeugt. Die Amplitude und Frequenz der Ausgangsspannung ist frei wählbar. Bei Betrieb von kapazitiven oder induktiven Lasten treten allerdings aufgrund der Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung erhöhte Verluste in dem Verstärker auf. Gleiches gilt ebenfalls für den Rückspeisebetrieb, da hier die zurückgespeiste Leistung in den Leistungstransistoren in Wärme umgewandelt wird. Die Dynamik der Ausgangsspannung hängt maßgeblich von der Dimensionierung des Verstärkers sowie dessen Grenzfrequenz ab. Nachteilig an diesem Prinzip der analog arbeitenden Verstärker sind die höheren Verluste, welche durch die im linearen Bereich arbeitenden Halbleiter auftreten. Verbesserungen bezüglich der Verlustleistungen können durch die Verstärkerklassen G und H erreicht werden, da diese eine variable Spannung im Zwischenkreis erlauben [5]. Allerdings bleibt hierbei dennoch das Problem beim Rückspeisebetrieb bestehen.

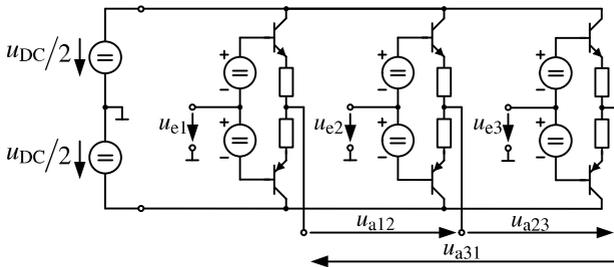


Abbildung 1.2: Analoger Verstärker in AB-Konfiguration, angepasst von [6]

Derartige Verstärker sind kommerziell erhältlich und werden zur normgerechten Prüfung von EMV-Richtlinien oder von Oberschwingungsgrenzwerten eingesetzt [7]. Lineare Verstärker werden auch zur Verlustmessung von magnetischen Materialien eingesetzt [3].

Taktende Spannungsquellen

Im Unterschied zu den linearen Spannungsquellen arbeiten taktende Spannungsquellen im schaltenden Betrieb. Dies führt zu einer erheblich geringeren Verlustleistung und ermöglicht den Rückspeisebetrieb ohne erhöhte Verluste. Auch ein Betrieb von Lasten mit kapazitivem oder induktivem Verhalten ist ohne Leistungseinbußen möglich. Ein Nachteil von taktenden Spannungsquellen ist, dass die Spannungen nur diskrete Spannungsniveaus einnehmen können. Dies führt grundsätzlich zu einem höheren Oberschwingungsgehalt als bei den linearen Spannungsquellen.

Drehstrombrückenschaltung

Die Drehstrombrückenschaltung (DBS) in Abbildung 1.3 ist eine einfache Möglichkeit, eine dreiphasige Spannung mit großer Leistung zu erzeugen. Hierfür wird an einen gemeinsamen Zwischenkreis je Phase eine Halbbrücke benötigt.

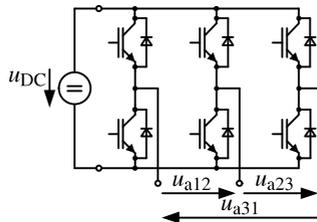


Abbildung 1.3: Drehstrombrückenschaltung [8]

Die Vorteile einer DBS sind die geringe Anzahl an Leistungshalbleitern, preiswerte Verfügbarkeit von Bauteilen und die sehr gut bekannten Steuerungsverfahren. Die DBS kann am Ausgang einer Phase nur zwei Spannungsniveaus erzeugen. Dies führt zu einem hohen Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannung. Zudem ist die auftretende Totzeit durch die Modulation aufgrund der relativ niedrigen Schaltfrequenz von einigen 10kHz hoch. Hierdurch ergibt sich eine lange Reaktionszeit bis zur Änderung der Ausgangsspannung.

In [9] wurde die DBS als Stellglied für einen PHIL-Emulator eingesetzt, jedoch können aufgrund der genannten Nachteile der DBS nur stationäre Zustände der Maschine emuliert werden.

Multilevel-Umrichter auf Basis von parallelisierten Halbbrücken

Durch die Parallelschaltung mehrerer Halbbrücken über ein Drosselnetzwerk je Phase kann die DBS zu einem Multilevel-Umrichter erweitert werden, vgl. Abbildung 1.4. Als Drosselnetzwerk kann eine der in Abbildung 1.5 dargestellten Schaltungsvarianten eingesetzt werden.

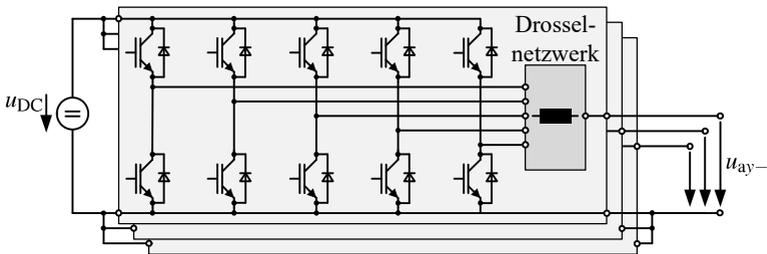


Abbildung 1.4: Multilevel-Umrichter auf Basis von parallelgeschalteten Halbbrücken mit $N = 5$ Zweigen

Das Drosselnetzwerk bildet durch die Verschaltung der Induktivitäten einen induktiven Spannungsteiler für die Ausgangsspannung u_{ay-} einer Phase y . Dies führt, im Gegensatz zur DBS, zu einer mehrstufigen Ausgangsspannung. In dem hier gezeigten Beispiel von $N = 5$ Zweigen führt dies zu einer Ausgangsspannung mit sechs Stufen. Aufgrund der mehrstufigen Ausgangsspannung haben Multilevel-Umrichter einen niedrigeren Oberschwingungsgehalt in der Ausgangsspannung als eine DBS. Zudem erhöht sich der maximale Ausgangsstrom aufgrund der Parallelschaltung der Zweige auf den N -fachen Wert. Somit lässt sich diese Topologie mit wenig Aufwand im Strom und somit der Leistung skalieren und kann im Bereich der Nieder- und Mittelspannung eingesetzt werden.

Ein weiterer Vorteil der parallelen Struktur ist, dass im Idealfall die mittlere Schaltfrequenz f_s der einzelnen Zweige im Vergleich zur resultierenden Modula-

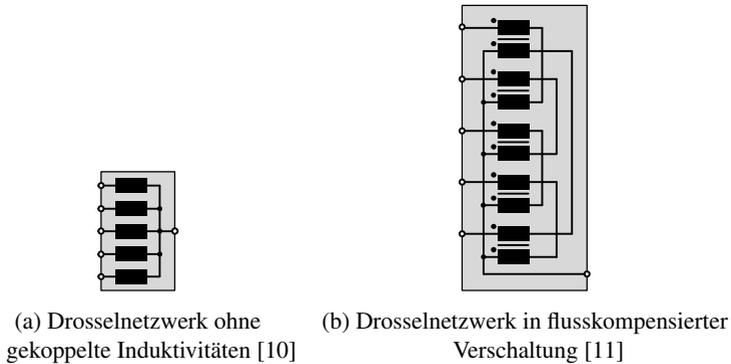


Abbildung 1.5: Auswahl an bekannten Drosselnetzwerken aus der Literatur

tionsfrequenz der Ausgangsspannung f_M umgekehrt proportional zu N reduziert wird, siehe Gleichung (1.1).

$$f_S = \frac{f_M}{N} \quad (1.1)$$

Die Modulationsfrequenz f_M bezeichnet hierbei die Frequenz, mit der die Ausgangsspannung u_{ay-} verändert wird. Die Schaltfrequenz f_S bezeichnet dagegen die Frequenz der Schalthandlungen der Leistungshalbleiter bezogen auf einen Schalter.

Mit der vorgestellten Topologie kann somit trotz einer niedrigen Schaltfrequenz f_S der einzelnen Halbbrücken eine hohe Modulationsfrequenz der Ausgangsspannung erreicht werden. Dies führt somit zu einer kurzen Reaktionszeit und zu einer hohen Dynamik der Ausgangsspannung.

Das in Abbildung 1.5 (a) abgebildete Drosselnetzwerk führt zwar zu einer mehrstufigen Ausgangsspannung, allerdings entsteht durch das Drosselnetzwerk eine zusätzliche Induktivität am Ausgang des Umrichters. Dies ist für eine universelle Drehspannungsquelle nicht erwünscht, da hier eine niedrige Impedanz gefordert ist. Die Impedanz kann durch das flusskompensierte Drosselnetzwerk aus Abbildung 1.5 (b) auf die Streuinduktivität des Kopplungsnetzwerks verringert werden. Aufgrund der flusskompensierten Verschaltung der Drosseln wirkt die

Induktivität nur auf die Differenzströme zwischen den einzelnen Zweigen und nicht auf den Ausgangsstrom.

Der parallele Multilevel-Umrichter ist als kommerzielles Produkt zur PHIL-Emulation im Leistungsbereich von 200kVA bis in den MVA-Bereich verfügbar [12, 13]. In [11, 14, 15] wurde diese Topologie ebenfalls als PHIL-Emulator für nichtlineare permanentmagneterregte Synchronmaschinen mit Sättigung eingesetzt.

Modularer Multilevel-Umrichter

Die Umrichterfamilie der Modulare Multilevel-Umrichter (MMC) stieß in den letzten Jahren auf großes Interesse in der Forschung und Industrie. In [16] erfolgte die Vorstellung des MMCs als Netzkupplungsanwendung für hohe Spannungen zwischen zwei Drehstromnetzen. Die Matrix-Variante zur direkten Kopplung von zwei Drehstromnetzen wurde erstmals in [17] vorgestellt. Die Abbildung 1.6 zeigt einen MMC zur Frequenzumwandlung von Gleichspannung in ein dreiphasiges Drehspannungssystem:

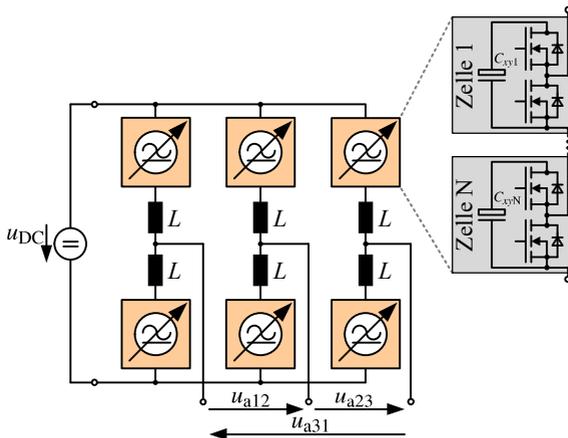


Abbildung 1.6: Modularer Multilevel-Umrichter zur Energieumwandlung von Gleichspannung in ein Drehspannungssystem mit Halbbrücken-Zellen

Der MMC ist aus drei Phasen aufgebaut, wobei jede Phase aus zwei Zweigen mit je einer Zweigdrossel L besteht. Jeder Zweig besteht aus einer Anzahl N in Reihe geschalteten Zellen. In der Abbildung 1.6 wurden exemplarisch Halbbrücken-Zellen abgebildet. Jede Zelle besteht aus einer Halbbrücke, an deren Zwischenkreis ein Zellkondensator C_{xyz} angeschlossen ist und an den Anschlüssen der Zelle entweder 0V oder die Spannung des Zellkondensators anliegen kann. Durch die Serienschaltung kann hierdurch in jedem Zweig eine Multilevel-Spannung erzeugt werden. Durch die serielle Struktur der Zweige sowie einer geeigneten Modulation kann ebenfalls wie beim parallelen Multilevel-Umrichter die mittlere Schaltfrequenz f_S im Vergleich zur Modulationsfrequenz f_M im Idealfall auf das Verhältnis aus Gleichung (1.1) reduziert werden.

Der obere Zweig (p-Zweig) und der untere Zweig (n-Zweig) bilden die Ausgangsspannung mithilfe der zwei Zweigdrosseln als induktivem Spannungsteiler. Dies führt am Ausgang zu einer maximalen Anzahl von $2 \cdot N + 1$ Spannungsniveaus. Um die Ausgangsimpedanz auf die Streuinduktivität zu verringern, können die Zweigdrosseln des p- und n-Zweiges gekoppelt ausgeführt werden.

Aufgrund der seriellen Struktur lässt sich der MMC in der Spannung und somit der Leistung skalieren. Dies macht den MMC für den Einsatz im Bereich der Mittel- und Hochspannung interessant. Industrielle Verwendung finden MMCs heutzutage in der Hochspannungsgleichstromübertragung [18, 19], als Bahnstromrichter zur Energieumwandlung vom dreiphasigen Stromnetz zum einphasigen Bahnnetz [20] oder zur Versorgung von Kreuzfahrtschiffen in Häfen.

1.2 Ziele der Arbeit

Im Rahmen dieser Arbeit soll ein Konzept für eine universelle Drehspannungsquelle zur Messung und Prüfung von Betriebsmitteln im Bereich der Mittel- und Hochspannung entwickelt werden. Die Funktion wird mit einem selbst entwickelten und aufgebauten Niederspannungs-Versuchsaufbau nachgewiesen. An eine universelle Drehspannungsquelle werden eine Reihe an Anforderungen gestellt, welche in einem neuartigen Konzept umgesetzt werden. Ein Modularer Multilevel-Umrichter als Hauptbestandteil erweist sich hierfür als sehr vorteilhaft, um die hohe Qualität und Modulationsfrequenz der Ausgangsspannung zu erreichen. Hierzu muss der Betriebsbereich und die Regelung des MMCs in

dem Bereich der Ausgangsfrequenz von 0Hz erweitert werden. Die galvanische Trennung der Ausgangsspannung wird durch eine galvanisch getrennte Rechteckspannung zur Speisung des MMCs ermöglicht. Die Rechteckspannung wird durch eine Vollbrücke aus einer Gleichspannung erzeugt und mithilfe eines Mittelfrequenz (MF)-Transformators galvanisch getrennt. Die neuartige Speisung erfordert Überlegungen zur Steuerungs- und Regelstrategie des vorgestellten Konzepts.

1.3 Gliederung der Arbeit

Die vorliegende Arbeit beginnt in Kapitel 2 mit der Vorstellung der Topologie und des Konzepts des rechteckgespeisten Modularen Multilevel-Umrichters (SPMMC). Darauf aufbauend werden die Zweige des SPMMCs beginnend mit den Zellen analysiert und daraus ein Zweigmodell hergeleitet. Basierend auf diesen Ergebnissen und der Schaltungsanalyse wird die entkoppelte Steuerung des MMCs hergeleitet. Die Entkopplung vereinfacht die Steuerung der Ausgangsspannung und der Zweigdrosselspannungen des MMCs. Anschließend werden die auftretenden Zweigleistungen analysiert, um diese durch die eingesetzte kaskadierte Regelungsstruktur gezielt beeinflussen zu können. Abgeschlossen wird die Analyse des MMCs durch die in den Zweigen eingesetzte Modulation. Um den Ansprüchen einer hohen Modulationsfrequenz der universellen Drehspannungsquelle gerecht zu werden, wird die neuartige hybride Steuerung der MMC-Familie vorgestellt. Mit dieser Methode ist es möglich, trotz einer langen Regelperiode die Ausgangsspannung mit der kürzeren Modulationsperiode vorgeben und stellen zu können.

Das Kapitel 3 beschreibt zu Beginn die Spezifikation des in dieser Arbeit aufgebauten Niederspannungslaborprototypen. Ausgehend von dieser Spezifikation werden die notwendigen Daten zur Auslegung, wie die Energiehöhe in den Zweigen, die maximal auftretenden Spannungen und Ströme im Zweig, ermittelt. Basierend darauf wird die Bauteil-Auswahl getroffen und anschließend eine aufwandsarme Methode zur Ermittlung der auftretenden Verluste in den MOSFETs vorgestellt, um die Kühllkörperauswahl zu treffen.

Das Kapitel 4 stellt den aufgebauten Laborprototyp mit dessen Hauptkomponenten der Leistungselektronik und Signalverarbeitung vor. Des Weiteren wird auf

die Kommunikationsstruktur, die Fehlerauswertung und das Anfahren des Umrichters eingegangen. Abschließend folgt die Vorstellung des Gesamtaufbaus.

Die Messergebnisse des aufgebauten Prototyps werden in Kapitel 5 präsentiert. Die durchgeführten Messungen untergliedern sich in den stationären sowie den dynamischen Betrieb des Umrichters.

Das Kapitel 6 zeigt den Einsatz des SPMMCs als Power Hardware-in-the-Loop (PHIL)-Emulator für eine permanentmagneterregte Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten. Hierbei wird der grundlegende Aufbau eines PHIL-Emulators erläutert sowie vergleichende Messungen des Testumrichters mit der realen Maschine und dem PHIL-Emulator präsentiert.

Abschließend fasst das Kapitel 7 die Ergebnisse der vorliegenden Arbeit über den Modulare Multilevel-Umrichter als universelle Drehspannungsquelle zusammen.

2

Konzeption des Modularen Multilevel-Umrichters für den Einsatz als universelle Drehspannungsquelle

Dieses Kapitel beschreibt das Konzept und den Aufbau des Modularen Multilevel-Umrichters (MMC) für eine universelle Drehspannungsquelle. Ausgehend von den Anforderungen an eine universelle Drehspannungsquelle werden die einzelnen Komponenten und deren funktionaler Zusammenhang erläutert. Anschließend erfolgt eine detaillierte Betrachtung des MMCs beginnend mit der Analyse einer einzelnen Zelle. Hierbei werden die einzelnen Schaltzustände und die auftretenden Leistungen im Zellkondensator näher untersucht. Die gewonnenen Erkenntnisse werden auf die Zweige übertragen und somit ein von der Zellenanzahl unabhängiges Steuer- und Regelverfahren entworfen. Zur vereinfachten Regelung des MMCs wird dessen Darstellung transformiert und transformierte Ersatzschaltbilder hergeleitet. Die Transformation führt zu einer entkoppelten Steuerung der Ausgangsspannung und der Drosselspannungen. Ausgehend von den transformierten Ersatzschaltbildern werden die notwendigen

Regelvorschriften für die Ströme und Energien abgeleitet. Abschließend wird in diesem Kapitel die Modulation der einzelnen Zweige behandelt sowie eine neue aufwandsarme Methode zur Erhöhung der Modulationsfrequenz vorgestellt.

2.1 Konzept

In diesem Abschnitt wird das erarbeitete Konzept für eine universelle Drehspannungsquelle vorgestellt. Das Konzept setzt die Anforderungen aus Kapitel 1 um. Anhand des Konzepts wird ein Versuchsaufbau realisiert, welcher die in dem Kapitel 1 beschriebenen Messungen und Prüfungen durchführen kann. Hierzu wird zur Erzeugung der Ausgangsspannung ein Modularer Multilevel-Umrichter (MMC) eingesetzt, da dieser aufgrund seiner Schaltungstopologie eine Ausgangsspannung mit niedrigem Oberschwingungsgehalt bereitstellt. Zudem ist aufgrund der seriellen Struktur eine einfache Skalierung in der Spannung und somit der Leistung erreichbar. Die galvanische Trennung vom speisenden Netz wird durch einen Mittelfrequenz-Transformator auf eine neue Art und Weise realisiert, welche den MMC mit einer rechteckförmigen Wechselspannung versorgt. Aufgrund der hohen Frequenz der Eingangsspannung führt dies zu geringeren Energiehüben in den Zweigen. Hierdurch ergeben sich kleinere Zellkondensatoren als bei der herkömmlichen Betriebsweise. Um eine Erhöhung der Modulationsfrequenz zu erreichen, wird eine neuartige Steuerungsmethode für die Familie der Modularen Multilevel-Umrichter vorgestellt.

In Abbildung 2.1 ist das Konzept des Modularen Multilevel-Umrichters als universelle Drehspannungsquelle (SPMMC) abgebildet. Die Kernkomponente des SPMMCs (engl. für Square-wave Powered MMC) besteht aus einem MMC (1AC-3AC MMC), welcher durch seine serielle Multilevel-Struktur eine sehr hohe Ausgangsspannungsqualität und somit niedrigen Oberschwingungsgehalt liefert. Der MMC ermöglicht hierbei den Betrieb einer Last mit variabler Frequenz und Amplitude in allen vier Quadranten der PQ-Ebene. Die Last wird über die dreiphasige Ausgangsspannung u_{a10} , u_{a20} und u_{a30} versorgt.

Die Versorgung des MMCs erfolgt über die rechteckförmige Eingangsspannung u_e . Die Spannung u_e wird aus der Zwischenkreisspannung u_{DC} mithilfe einer Vollbrückenschaltung mit mittelfrequenter Taktung erzeugt und durch einen Transformator galvanisch getrennt. Die Wahl der Eingangsfrequenz im Mittel-

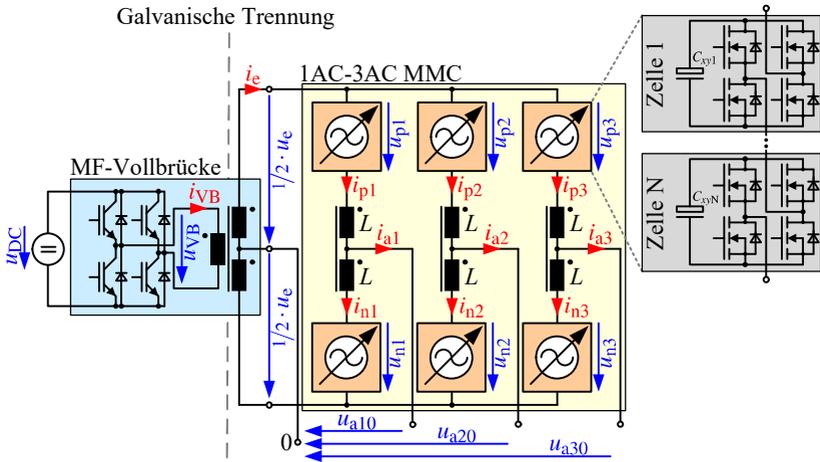
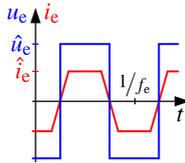


Abbildung 2.1: Konzept des MMCs als universelle Drehspannungsquelle (SPMMC)

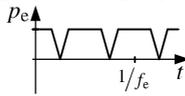
frequenz (MF)-Bereich bietet zwei Vorteile: Singuläre Punkte können durch die Wahl der Eingangsfrequenz außerhalb des Bereichs der Ausgangsfrequenz vermieden werden. Wie später im Kapitel erläutert wird, treten diese unter anderem auf, wenn die Ausgangsfrequenz der Eingangsfrequenz entspricht. Des Weiteren wird die Baugröße des Transformators im MF-Bereich im Vergleich zu einem Betrieb bei 50Hz verringert. Der Prototyp wird für eine Ausgangsfrequenz bis zu 1 kHz ausgelegt, daher wird die Frequenz der Eingangsspannung u_e im unteren einstelligen kHz-Bereich gewählt.

Die Zwischenkreisspannung u_{DC} kann beispielsweise durch ein Active Front End (AFE) aus dem elektrischen Netz erzeugt werden. Wie im weiteren Verlauf des Kapitels gezeigt wird, besitzt der MMC ein induktives Verhalten an den Eingangsklemmen. Dieses induktive Verhalten wird beim SPMMC benutzt, um einen trapezförmigen Eingangsstrom i_e in Phase zur Eingangsspannung u_e einzuregeln, siehe Abbildung 2.2 (a). Unter Vernachlässigung des Magnetisierungsstroms des Transformators ist der Ausgangsstrom der MF-Vollbrücke i_{VB} und der Eingangsstrom des MMCs i_e identisch, siehe Abbildung 2.1. Dies führt in der MF-Vollbrücke zu einem Zero-Current-Switching (ZCS) und trägt zur Verminderung der Schaltverluste in der MF-Vollbrücke bei. Die dabei entstehende Eingangsleistung $p_e = u_e \cdot i_e$ ist in Abbildung 2.2 (b) abgebildet. Der trapezförmige

mige Stromverlauf wurde gewählt, da dieser einfach einzuregeln ist und unter Beachtung der maximalen Strombelastung der Halbleiter in der MF-Vollbrücke eine hohe Wirkleistungsübertragung ermöglicht.



(a) Eingangsspannung u_e und Eingangsstrom i_e des SPMMCs



(b) Eingangsleistung p_e des SPMMCs

Abbildung 2.2: Eingangsgrößen des SPMMCs

Aufgrund der Wechselspannung am Eingang des SPMMCs müssen in den Zweigen Vollbrücken-Zellen eingesetzt werden. Im Unterschied zu einem MMC mit einer Eingangsgleichspannung müssen die Zweigspannungen sowohl positive als auch negative Werte annehmen können. Die p- und n-Zweigdrosseln L einer Phase werden beim SPMMC gekoppelt ausgeführt, um die Impedanz des Ausgangs auf die Streuinduktivität zu verringern und somit das Verhalten einer Spannungsquelle zu erreichen. Um das Verhalten einer Spannungsquelle zu erhalten, ist es ebenfalls denkbar einen Kondensator am Ausgang einzusetzen. Hierdurch wird allerdings die mögliche Dynamik der Spannungsquelle eingeschränkt.

In [21] wird ein 1AC-1AC-MMC zur bidirektionalen galvanischen Trennung der Versorgungsspannung von Traktionsumrichtern vorgeschlagen. Der MMC wird hierzu vom Bahnnetz versorgt und erzeugt eine MF-Rechteckspannung, welche mittels eines Transformators galvanisch getrennt wird. Auf der Sekundärseite sind Traktionsumrichter im Einsatz, um die Antriebe zu speisen. In der Veröffentlichung [22] wird ein rechteckgespeister MMC für Mittelspannungsantriebe vorgestellt, um den auftretenden Energiehub zu verringern. Um die Erzeugung der Rechteckspannung im Mittelspannungsbereich zu ermöglichen werden Thyristoren vorgeschlagen. Optional kann hier ebenfalls ein MF-Transformator zur galvanischen Trennung zum Einsatz kommen. Der vorgeschlagene Umrichter

wurde mit einer Asynchronmaschine als Last untersucht. Weitere Untersuchungen in Bezug auf einen Einsatz als universelle Drehspannungsquelle wurden nicht durchgeführt.

2.2 Aufbau und Modellbildung der Zweige des MMCs

Dieser Abschnitt beschreibt den Aufbau und die Modellbildung eines Zweiges. Dies wurde in ähnlicher Form bereits für MMCs mit Halbbrücken in [23] und für Modulare Multilevel Matrix-Umrichter (M3C) mit Vollbrücken in [24] durchgeführt. Unterschiede zu den angegebenen Herleitungen sind in der Berechnung der Zell- und Zweigenergie vorhanden sowie der Bestimmung der äquivalenten Zweigkapazität. Der Schaltplan einer Vollbrücken-Zelle ist in Abbildung 2.3 abgebildet und stellt den zentralen Bestandteil des SPMMCs dar.

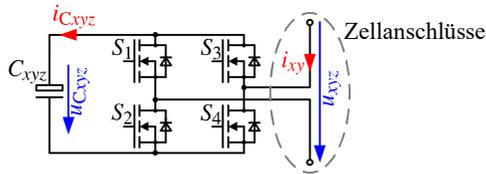


Abbildung 2.3: Schaltplan einer Vollbrücken-Zelle

Eine Zelle besteht aus einer Vollbrückenschaltung mit den vier Halbleiterschaltern S_1 bis S_4 und dem Zellkondensator C_{xyz} . Der Index x beschreibt in welchem Zweig der Phase sich die Zelle befindet (p- oder n-Zweig $\{x\}\{p, n\}$). Die Phase wird mit dem Index y bezeichnet und besitzt den Wertebereich $y \in \{1, 2, 3\}$. Der Index z beschreibt die Zellnummer innerhalb des Zweiges $\{z \in \mathbb{N} | 1 \leq z \leq N\}$ mit N als Anzahl der Zellen je Zweig. Die Vollbrücke wird aus der Zellkondensatorspannung $u_{C_{xyz}}$ versorgt. Die Zellspannung u_{xyz} liegt am Ausgang der Vollbrücke an und wird über die Schaltzustände der Vollbrücke vorgegeben, siehe Tabelle 2.1. Im positiven Schaltzustand (+) ist $u_{xyz} = +u_{C_{xyz}}$ und im negativen Schaltzustand (-) ist $u_{xyz} = -u_{C_{xyz}}$. In den zwei null (0_+ und 0_-) Schaltzuständen ist $u_{xyz} = 0V$. Der passive Schaltzustand tritt während der Impulssperre der Zelle auf, siehe Tabelle 2.1. Die Impulssperre ist während des Einschaltvorgangs

des Umrichters relevant, da hier noch keine Energie in der Zelle vorhanden ist und somit alle Halbleiterschalter ausgeschaltet sind. Die Vollbrücke wirkt hierbei als Gleichrichter und der Betrag der Zellspannung ist abhängig von dem Vorzeichen des Zweigstroms i_{xy} .

Schalt- zustand	Zellspannung u_{xyz}	Zellkondensator- strom i_{Cxyz}	Halbleiterschalter			
			S_1	S_2	S_3	S_4
positiv (+)	$+u_{Cxyz}$	$+i_{xy}$	aus	an	an	aus
negativ (-)	$-u_{Cxyz}$	$-i_{xy}$	an	aus	aus	an
null (0_+)	0V	0A	an	aus	an	aus
null (0_-)	0V	0A	aus	an	aus	an
passiv	$\text{sign}(i_{xy}) \cdot u_{Cxyz}$	$+ i_{xy} $	aus	aus	aus	aus

Tabelle 2.1: Sinnvolle Schaltzustände einer Vollbrücken-Zelle

Der Energieaustausch mit der Zelle erfolgt lediglich über die zwei Zellanschlüsse, somit kann die Zelle als passiver¹ Zweipol betrachtet werden. Um den stabilen Betrieb von MMCs gewährleisten zu können, muss sichergestellt sein, dass sich die Zellkondensatorspannung in dem vorgesehenen Bereich befindet. Die im Zellkondensator zugeführte oder abgeführte momentane Leistung p_{Cxyz} kann mit Gleichung (2.1) berechnet werden.

$$p_{Cxyz} = i_{Cxyz} \cdot u_{Cxyz} \quad (2.1)$$

Um den Mittelwert der Zellspannung frei einstellen zu können, werden die Halbleiterschalter mit einer Pulsweitenmodulation (PWM) betrieben. Dies führt dazu, dass je nach Schaltzustand während der PWM-Periode, der Zellkondensatorstrom entweder den Zweigstrom i_{xy} oder 0 A annimmt, siehe Tabelle 2.1. Die auftretende mittlere Zellspannung \bar{u}_{xyz} und der mittlere Zellkondensatorstrom \bar{i}_{Cxyz} werden nach den Gleichungen (2.2) und (2.3) berechnet (Aussteuergrad $a \in \{-1 \leq a \leq +1\}$). Weitere Details zur Modulation folgen in Abschnitt 2.8.5.

$$\bar{u}_{xyz} = a \cdot u_{Cxyz} \quad (2.2)$$

$$\bar{i}_{Cxyz} = a \cdot i_{xy} \quad (2.3)$$

¹„passiv“ bedeutet in diesem Zusammenhang, dass im zeitlichen Mittel keine Leistung über die Zellanschlüsse abgegeben wird.

Daraus resultiert die mittlere Leistung im Zellkondensator aus Gleichung (2.1) mit den Gleichungen (2.2) und (2.3):

$$\bar{p}_{C_{xyz}} = a \cdot i_{xy} \cdot \frac{\bar{u}_{xyz}}{a} = i_{xy} \cdot \bar{u}_{xyz} \quad (2.4)$$

Dies war auch zu erwarten, da es sich bei der Zelle um einen passiven Zweipol handelt und der Energieerhaltungssatz erfüllt sein muss. Die im Zellkondensator gespeicherte Energie $w_{C_{xyz}}$ und dessen Spannung wird über die Gleichungen (2.5) und (2.6) berechnet werden. Im Vergleich zu den bisherigen Modellbildungen in [23, 24] wird die Zellenergie direkt über den Zusammenhang $w = \int p dt$ berechnet. Dies ist für die spätere Betrachtung der Energieregulung von Vorteil, da diese auf den Energiegrößen basiert.

$$w_{C_{xyz}} = \int \bar{p}_{C_{xyz}} dt + \bar{w}_{C_{xyz}} \quad (2.5)$$

$$u_{C_{xyz}} = + \sqrt{\frac{2 \cdot w_{C_{xyz}}}{C_{xyz}}} \quad (2.6)$$

Aus diesen Gleichungen wird das Streckenmodell einer Zelle abgeleitet, siehe Abbildung 2.4.

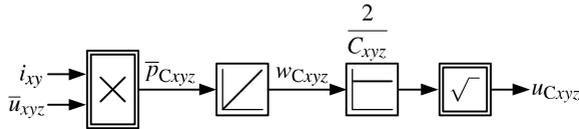


Abbildung 2.4: Streckenmodell der Zelle zur Berechnung der Kondensatorenergie und -spannung

Die gewonnenen Erkenntnisse aus der Betrachtung einer Zelle können ebenfalls auf eine Serienschaltung von Zellen, also einem Zweig, angewendet werden. Hierfür wird eine einzelne Ersatzzelle für den kompletten Zweig modelliert und die äquivalenten Werte hierfür berechnet. Die Zweigspannung u_{xy} setzt sich aus der Summe der einzelnen Zellspannungen zusammen:

$$u_{xy} = \sum_{z=1}^N u_{xyz} \quad (2.7)$$

Die Zweigkondensatorspannung $u_{C_{xy}}$ berechnet sich aus der Summe der einzelnen Zellkondensatorspannungen:

$$u_{C_{xy}} = \sum_{z=1}^N u_{C_{xyz}} \quad (2.8)$$

Unter Verwendung einer PWM und Vollbrücken-Zellen kann die Zweigspannung u_{xy} im Bereich

$$-u_{C_{xy}} \leq u_{xy} \leq +u_{C_{xy}} \quad (2.9)$$

eingestellt werden. Der Zweig stellt ebenfalls einen passiven Zweipol dar und somit wird die Zweigkondensatorleistung $p_{C_{xy}}$ und Zweigkondensatorenergie $w_{C_{xy}}$ wie folgt berechnet:

$$p_{C_{xy}} = i_{xy} \cdot u_{xy} \quad (2.10)$$

$$w_{C_{xy}} = \int p_{C_{xy}} dt + \bar{w}_{C_{xy}} \quad (2.11)$$

$$w_{C_{xy}} = \frac{1}{2} C_{xy} \cdot u_{C_{xy}}^2 \quad (2.12)$$

Unter der Annahme, dass alle Zellkondensatoren und Zellkondensatorspannungen identisch sind, wird die äquivalente Zweigkapazität C_{xy} über den Energieerhaltungssatz bestimmt:

$$\begin{aligned} \sum_{z=1}^N w_{C_{xyz}} &= \frac{1}{2} \cdot C_{xyz} \cdot \sum_{z=1}^N u_{C_{xyz}}^2 \stackrel{!}{=} \frac{1}{2} \cdot C_{xy} \cdot u_{C_{xy}}^2 = w_{C_{xy}} \\ &= \frac{1}{2} \cdot C_{xyz} \cdot N \cdot u_{C_{xyz}}^2 \stackrel{!}{=} \frac{1}{2} \cdot C_{xy} \cdot \left(\sum_{z=1}^N u_{C_{xyz}} \right)^2 \\ &= \frac{1}{2} \cdot C_{xyz} \cdot N \cdot u_{C_{xyz}}^2 \stackrel{!}{=} \frac{1}{2} \cdot C_{xy} \cdot N^2 \cdot u_{C_{xyz}}^2 \\ &\Leftrightarrow C_{xy} = \frac{1}{N} \cdot C_{xyz} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Im realen Betrieb wird durch ein geeignetes Modulationsverfahren sichergestellt, dass alle Zellkondensatorspannungen in einem Zweig näherungsweise gleich sind, siehe Abschnitt 2.8. Aus den Gleichungen (2.10), (2.11) und (2.13) wird das Streckenmodell eines Zweiges abgeleitet, siehe Abbildung 2.5.

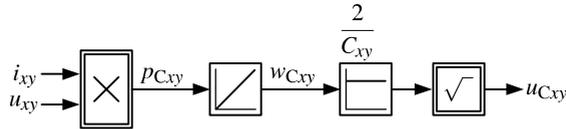


Abbildung 2.5: Zweig-Streckenmodell zur Berechnung der Kondensatorzweigenergie und -spannung

Ein Zweig kann somit vereinfacht als einstellbare Spannungsquelle mit dem Bereich aus Gleichung (2.9) betrachtet werden. Die Zweigkondensatorspannung u_{Cxy} berechnet sich aus dem obigen Zweig-Streckenmodell und begrenzt den Betrag der maximalen Zweigspannung.

2.3 Entkoppelte Steuerung des MMCs

In diesem Abschnitt wird der MMC mittels einer Transformation entkoppelt, sodass die Ausgangsspannung u_{ay0} unabhängig von der durch die MMC Regelung geforderten Zweiginduktivitätsspannung u_{Ly} eingestellt werden kann. Wie später noch gezeigt wird, wird durch die Entkopplung eine einfache Steuerung der Ausgangsspannung unabhängig von der Regelperiode ermöglicht. Zur einfacheren Beschreibung und Steuerung wird der MMC mithilfe von Raumzeigergrößen dargestellt. Die vollständige Entkopplung des MMCs wurde in ähnlicher Weise für den DC-gespeisten MMC und den Modularer Multilevel Matrix-Umrichter (engl.: Modular Multilevel Matrix Converter) (M3C) in den Arbeiten [23, 24] erstmals gezeigt.

Abbildung 2.6 zeigt den MMC. Anhand dieser Darstellung werden die Gleichungen für die p-Zweige Gleichung (2.14) und n-Zweige Gleichung (2.15) hergeleitet. Der Widerstand R beschreibt den Widerstand eines Zweiges. Die Streuung der gekoppelten Zweigdrossel L wurde hierbei vernachlässigt. Die Induktivität L_e bildet die optionale Eingangsinduktivität mit deren Widerstand R_e nach. Der Eingangsstrom des MMCs wird mit i_e , die Ausgangsströme mit i_{ay}

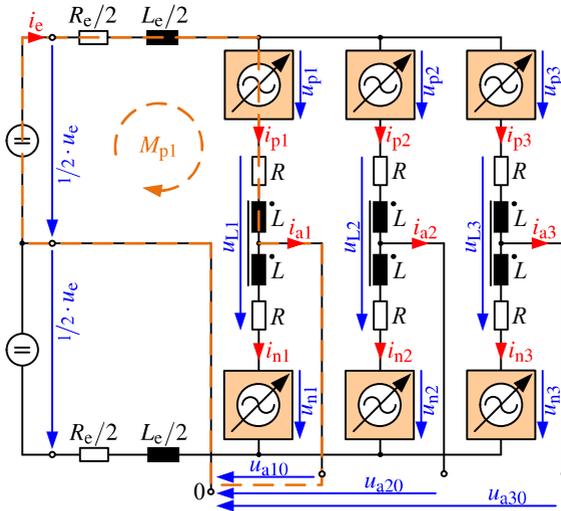


Abbildung 2.6: MMC zur Herleitung der Maschengleichungen

und die Zweigströme mit i_{xy} bezeichnet. Die Masche M_{p1} für den p-Zweig der ersten Phase ist in Abbildung 2.6 in orange eingezeichnet.

$$-\frac{1}{2}u_e + \frac{R_e}{2} \cdot i_{\Sigma p} + \frac{L_e}{2} \cdot \frac{d}{dt} i_{\Sigma p} + u_{py} + R \cdot i_{py} + L \cdot \frac{d}{dt} \left(\frac{i_{py} + i_{ny}}{2} \right) + u_{ay0} = 0 \quad (2.14)$$

$$-\frac{1}{2}u_e + \frac{R_e}{2} \cdot i_{\Sigma n} + \frac{L_e}{2} \cdot \frac{d}{dt} i_{\Sigma n} + u_{ny} + R \cdot i_{ny} + L \cdot \frac{d}{dt} \left(\frac{i_{py} + i_{ny}}{2} \right) - u_{ay0} = 0 \quad (2.15)$$

Zur übersichtlichen Darstellung wurden die Summenströme der jeweils drei p- bzw. n-Zweigen und der Ausgangsströme abgekürzt:

$$i_{\Sigma p} = i_{p1} + i_{p2} + i_{p3} \quad (2.16)$$

$$i_{\Sigma n} = i_{n1} + i_{n2} + i_{n3} \quad (2.17)$$

$$i_{\Sigma a} = i_{a1} + i_{a2} + i_{a3} \quad (2.18)$$

Um eine Entkopplung der MMC-Größen und der Ausgangsgrößen zu erhalten, wird jeder Zweigstrom aus einem MMC-Strom i_{ey} und der Hälfte des Ausgangstroms i_{ay} zusammengesetzt. Der MMC-Strom i_{ey} bildet dabei einen Strom ab, welcher durch den oberen und den unteren Zweig fließt, aber nicht am Ausgang auftritt. Der Ausgangsstrom i_{ay} wird symmetrisch auf den oberen und unteren Zweig aufgeteilt. Dies ergibt für die beiden Zweigströme jeder Phase folgende Gleichungen:

$$i_{py} = i_{ey} + \frac{1}{2}i_{ay} \quad (2.19)$$

$$i_{ny} = i_{ey} - \frac{1}{2}i_{ay} \quad (2.20)$$

Zur Übersichtlichkeit wird folgende Beziehung eingeführt:

$$i_{\Sigma e} = i_{e1} + i_{e2} + i_{e3} \quad (2.21)$$

Durch Einsetzen der obigen Gleichungen (2.19) bis (2.21) können die Maschengleichungen (2.14) und (2.15) folgendermaßen geschrieben werden:

$$\begin{aligned} -\frac{1}{2}u_e + \frac{R_e}{2} \cdot \left(i_{\Sigma e} + \frac{1}{2} \cdot i_{\Sigma a} \right) + \frac{L_e}{2} \cdot \frac{d}{dt} \left(i_{\Sigma e} + \frac{1}{2} \cdot i_{\Sigma a} \right) + u_{py} \\ + R \cdot \left(i_{ey} + \frac{1}{2}i_{ay} \right) + L \cdot \frac{d}{dt} i_{ey} + u_{ay0} = 0 \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} -\frac{1}{2}u_e + \frac{R_e}{2} \cdot \left(i_{\Sigma e} - \frac{1}{2} \cdot i_{\Sigma a} \right) + \frac{L_e}{2} \cdot \frac{d}{dt} \left(i_{\Sigma e} - \frac{1}{2} \cdot i_{\Sigma a} \right) + u_{ny} \\ + R \cdot \left(i_{ey} - \frac{1}{2}i_{ay} \right) + L \cdot \frac{d}{dt} i_{ey} - u_{ay0} = 0 \end{aligned} \quad (2.23)$$

Durch die Summen- und Differenzbildung der obigen Gleichungen (2.22) und (2.23) wird erreicht, dass die Zweiginduktivitätsspannung u_{Ly} mit Gleichung (2.24) getrennt von der Ausgangsspannung u_{ay0} mit Gleichung (2.25) eingestellt werden kann.

$$-u_e + R_e \cdot i_{\Sigma e} + L_e \cdot \frac{d}{dt} i_{\Sigma e} + u_{py} + u_{ny} + \underbrace{2R \cdot i_{ey} + 2L \cdot \frac{d}{dt} i_{ey}}_{u_{Ly}} = 0 \quad (2.24)$$

$$\frac{R_e}{2} \cdot i_{\Sigma a} + \frac{L_e}{2} \cdot \frac{d}{dt} i_{\Sigma a} + u_{py} - u_{ny} + R \cdot i_{ay} + 2u_{ay0} = 0 \quad (2.25)$$

Mit den vorhergehenden Gleichungen (2.24) bis (2.25) ist eine Steuerung des MMCs je Phase möglich. Um den MMC als eine Einheit betrachten und regeln zu können, folgt der Übergang in die Raumzeigerdarstellung. Die Raumzeigerdarstellung dient dazu, ein dreiphasiges System, ohne angeschlossenen Sternpunkt, mit dessen jeweils um 120° versetzten Achsen in ein rechtwinkliges kartesisches Koordinatensystem mit den Achsen α und β zu transformieren. Die α -Achse ist dabei an der Achse der ersten Phase ausgerichtet. Ist an dem dreiphasigen System der Sternpunkt angeschlossen, tritt zusätzlich noch die Null-Komponente auf, welche durch den Mittelwert der drei Phasen berechnet wird. Die hier verwendete amplitudeninvariante Transformationsmatrix $C_{\alpha\beta 0}$ (Clarke-Transformation) ist in Gleichung (2.26) und deren Rücktransformation ist in Gleichung (2.27) zu sehen:

$$C_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{-1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$C_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Amplitudeninvariant bedeutet, dass die Länge des Raumzeigers der Amplitude des dreiphasigen Systems entspricht. Es ist anzumerken, dass die Transformationsmatrix für beliebige dreiphasige Systeme verwendet werden kann und nicht auf Spannungen und Ströme beschränkt ist. Die Anwendung der Transformation in die Raumzeigerdarstellung sowie deren Rücktransformation ist in Gleichung (2.28) zu sehen. Durch Gleichung (2.29) wird der Raumzeiger als komplexe Größe definiert werden.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\underline{x} = x_\alpha + j \cdot x_\beta \quad (2.29)$$

Die Gleichungen (2.24) werden mithilfe der Gleichung (2.28) für $y = 1,2,3$ in die Raumzeigerdarstellung transformiert:

$$\begin{aligned}
 - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_e \end{bmatrix} + R_e \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3 \cdot i_{e0} \end{bmatrix} + L_e \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3 \cdot i_{e0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{p\alpha} \\ u_{p\beta} \\ u_{p0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{n\alpha} \\ u_{n\beta} \\ u_{n0} \end{bmatrix} \\
 + 2R \cdot \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \\ i_{e0} \end{bmatrix} + 2L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \\ i_{e0} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.30)
 \end{aligned}$$

Die Gleichungen (2.25) werden mithilfe der Gleichung (2.28) für $y = 1,2,3$ in die Raumzeigerdarstellung transformiert:

$$\begin{aligned}
 \frac{R_e}{2} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3 \cdot i_{a0} \end{bmatrix} + \frac{L_e}{2} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3 \cdot i_{a0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{p\alpha} \\ u_{p\beta} \\ u_{p0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{n\alpha} \\ u_{n\beta} \\ u_{n0} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{a\alpha} \\ i_{a\beta} \\ i_{a0} \end{bmatrix} \\
 + 2 \cdot \begin{bmatrix} u_{a\alpha} \\ u_{a\beta} \\ u_{a0} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.31)
 \end{aligned}$$

Die Gleichung (2.30) beschreibt drei Ersatzschaltbilder für die Steuerung der internen Ströme $i_{e\alpha}$ und $i_{e\beta}$ sowie dem Eingangsstrom i_{e0} in Abbildung 2.7. Aus den Gleichungen geht hervor, dass sich die Spannungen über den Zweigdrosseln $u_{L\alpha}$, $u_{L\beta}$ und u_{L0} jeweils über die Spannungskomponenten $u_{x\alpha}$, $u_{x\beta}$ bzw. u_{x0} einstellen lässt. Hierüber sind die internen Ströme $i_{e\alpha}$ und $i_{e\beta}$ und der Eingangsstrom i_{e0} unabhängig voneinander steuerbar. Zusätzlich tritt in dem Ersatzschaltbild für den Eingangsstrom die Eingangsspannung als Gegenspannung, die Eingangsimpedanz und deren Widerstand auf.

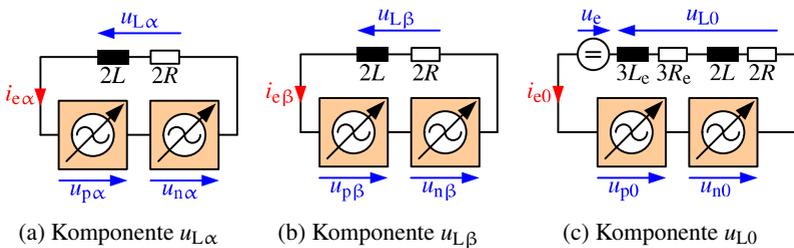


Abbildung 2.7: Ersatzschaltbilder des MMCs für die Zweiginduktivitätsspannungen

Aufgrund der Definition der Null-Komponente als Mittelwert der drei Phasengrößen, siehe letzte Zeile der Transformationsmatrix $C_{\alpha\beta 0}$, muss zur Ermittlung des tatsächlich fließenden Eingangsstroms i_e dieser anhand der Gleichung (2.32) umgerechnet werden. Diese Beziehung ist somit äquivalent zu der Gleichung (2.21).

$$i_e = 3 \cdot i_{e0} \tag{2.32}$$

Die Gleichung (2.31) beschreibt drei Ersatzschaltbilder zur Steuerung der Ausgangsspannung, siehe Abbildung 2.8. Die Ausgangsspannungskomponenten $u_{a\alpha}$, $u_{a\beta}$ und u_{a0} ergeben sich aus den Spannungskomponenten $u_{x\alpha}$, $u_{x\beta}$ bzw. u_{x0} . Im Unterschied zu den Ersatzschaltbildern aus Abbildung 2.7, wo die Spannungen des p- und n-Zweiges mit den gleichen Vorzeichen angesteuert werden, müssen zur Erzeugung der Ausgangsspannungskomponenten entgegengesetzte Vorzeichen für die p- und n-Bestandteile verwendet werden.

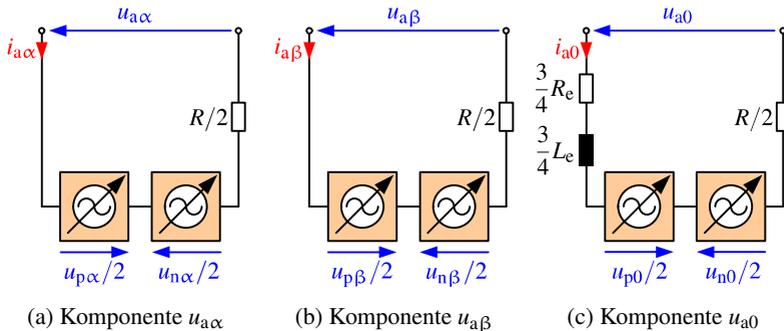


Abbildung 2.8: Ersatzschaltbilder des MMCs für die Ausgangsspannung

Anhand der sechs Ersatzschaltbilder ist die Möglichkeit der entkoppelten Steuerung der Zweiginduktivitätsspannungen und der Ausgangsspannungen ersichtlich. Des Weiteren ist der Effekt der gekoppelten Zweiginduktivitäten ersichtlich: Unter Vernachlässigung der Streuung der Zweiginduktivitäten tritt die Zweiginduktivität nur in den Ersatzschaltbildern für die Zweiginduktivitätsspannungen auf. Somit ist der dreiphasige Ausgang des MMCs als ideale Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand $R/2$ zu betrachten. Bei einem angeschlossenen Sternpunkt ist zu berücksichtigen, dass die Eingangsinduktivität für die Null-Komponente des Ausgangsstroms wirksam wird.

2.4 Galvanische Trennung mit Mittelfrequenztransformator

Um eine galvanische Trennung des SPMMCs zu erreichen, wird zwischen der Mittelfrequenz-Vollbrücke und dem MMC ein Transformator verwendet. Der Transformator wird als Gegentaktflusswandler mit Vollbrückensteuerung betrieben [25]. Die modellierte Schaltung ist in der Abbildung 2.9 dargestellt.

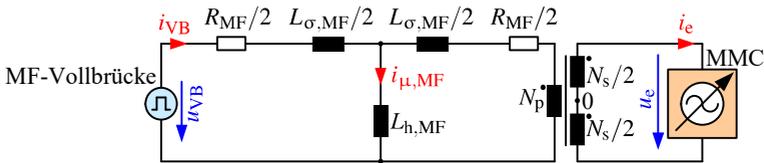


Abbildung 2.9: Ersatzschaltbild der MF-Vollbrücke, des Transformators und des MMCs

Die Ausgangsspannung der Vollbrücke u_{VB} wird als eine ideale und mittelwertfreie rechteckförmige Spannung angenommen. Der Transformator wurde im T-Ersatzschaltbild dargestellt. R_{MF} beschreibt den ohmschen Widerstand des Transformators und den dazugehörigen Leitungen und $L_{\sigma,MF}$ gibt die Streuinduktivität des Transformators und den dazugehörigen Leitungen an. Diese wurden jeweils zur Hälfte der Primär- und der Sekundärseite des Transformators zugeschlagen. Unter der Annahme, dass die Hauptinduktivität des Transformators $L_{h,MF}$ groß ist, kann der Magnetisierungsstrom $i_{\mu,MF}$ vernachlässigt werden und somit gilt $i_{VB} = i_e$. Das Windungszahlenverhältnis zwischen der Primär- N_p und der Sekundärseite N_s ist gleich groß. Die Sekundärseite besteht aus zwei in Serie geschalteten Wicklungen, um einen belastbaren Sternpunkt für die universelle Drehspannungsquelle bereitstellen zu können.

Durch Vergleich der Abbildung 2.6 mit der Abbildung 2.9 können folgende Parameter für die Eingangsseite des MMCs festgelegt werden:

- $R_e = R_{MF}$
- $L_e = L_{\sigma,MF}$
- $u_e = u_{VB}$

Der Transformator wird daher mit den bereits hergeleiteten Ersatzschaltbildern des MMCs aus den Abbildungen 2.7 und 2.8 beschrieben. Anhand Abbildung 2.7 (c) ist ersichtlich, dass mit der Zweiginduktivitätsspannung u_{L0} der Eingangsstrom geregelt werden kann. Somit kann bei geeigneter Wahl der Sollwerte für den Stromregler der Eingangsstrom i_e in Phase zur Eingangsspannung u_e eingeregelt werden, siehe Abbildung 2.2 (a).

2.5 Zweigleistungen

In diesem Abschnitt werden die Zweigleistungen in der transformierten Darstellung des MMCs hergeleitet. Diese wurden in der Literatur [23, 24] in ähnlicher Weise für den MMC und den M3C durchgeführt. Für den SPMMC wurde die Berechnung der Zweigleistungen für eine Eingangswechselspannung erweitert und die Darstellung an die Tabellenform in [24] angelehnt.

Eine gezielte Beeinflussung der Zweigleistungen ist notwendig, um auftretende Unsymmetrien in den Zweigenergien ausregeln zu können. Zudem treten grundsätzlich beim Betrieb des MMCs Zweigleistungen auf, die je nach Betriebspunkt aktiv kompensiert werden müssen, um einen stabilen Betrieb zu gewährleisten. Ein stabiler Betrieb ist vorhanden, wenn die sechs Zweigenergien im zeitlichen Mittel auf deren Sollwerten gehalten werden.

Um die sechs Zweigleistungen berechnen zu können, müssen zunächst die Zweigspannung und Zweigströme abhängig von den transformierten Größen ausgedrückt werden. Hierfür muss die im Abschnitt 2.3 eingeführte Transformation invers durchgeführt werden. Ausgehend von den Zweiginduktivitätsspannungen und den Ausgangsspannungen werden die auftretenden Zweigspannungen berechnet, vergleiche Abbildungen 2.7 und 2.8:

$$\begin{bmatrix} u_{n\alpha} \\ u_{n\beta} \\ u_{n0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{p\alpha} \\ u_{p\beta} \\ u_{p0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -u_{L\alpha} \\ -u_{L\beta} \\ u_e - u_{L0} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$\begin{bmatrix} u_{n\alpha} \\ u_{n\beta} \\ u_{n0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{p\alpha} \\ u_{p\beta} \\ u_{p0} \end{bmatrix} \approx 2 \cdot \begin{bmatrix} u_{a\alpha} \\ u_{a\beta} \\ u_{a0} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Unter der Annahme, dass die auftretenden Widerstände R und R_e sowie die Induktivität L_e sehr klein sind, wurde die Gleichung (2.31) zu der Gleichung (2.34) vereinfacht. Die sechs transformierten Zweigspannungen erhält man, in dem von beiden Gleichungen (2.33) und (2.34) die Summe und Differenz gebildet wird:

$$\begin{bmatrix} u_{p\alpha} \\ u_{p\beta} \\ u_{p0} \end{bmatrix} \approx \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -u_{L\alpha} - 2u_{a\alpha} \\ -u_{L\beta} - 2u_{a\beta} \\ u_e - u_{L0} - 2u_{a0} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\begin{bmatrix} u_{n\alpha} \\ u_{n\beta} \\ u_{n0} \end{bmatrix} \approx \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -u_{L\alpha} + 2u_{a\alpha} \\ -u_{L\beta} + 2u_{a\beta} \\ u_e - u_{L0} + 2u_{a0} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Um die sechs Zweigspannungen zu erhalten, müssen diese mithilfe der inversen Clarke-Transformation in die dreiphasige Darstellung überführt werden, siehe Gleichungen (2.37) und (2.38).

$$\begin{bmatrix} u_{p1} \\ u_{p2} \\ u_{p3} \end{bmatrix} \approx C_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} u_{p\alpha} \\ u_{p\beta} \\ u_{p0} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$\begin{bmatrix} u_{n1} \\ u_{n2} \\ u_{n3} \end{bmatrix} \approx C_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} u_{n\alpha} \\ u_{n\beta} \\ u_{n0} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Die resultierenden Zweigspannungen in Abhängigkeit von den transformierten Spannungen sind in den Gleichungen (2.39) und (2.40) dargestellt:

$$\begin{bmatrix} u_{p1} \\ u_{p2} \\ u_{p3} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \frac{u_e}{2} - u_{a\alpha} - u_{a0} - \frac{u_{L0}}{2} - \frac{u_{L\alpha}}{2} \\ \frac{u_e}{2} + \frac{u_{a\alpha}}{2} - u_{a0} - \frac{u_{L0}}{2} + \frac{u_{L\alpha}}{4} - \frac{\sqrt{3} \left(u_{a\beta} + \frac{u_{L\beta}}{2} \right)}{2} \\ \frac{u_e}{2} + \frac{u_{a\alpha}}{2} - u_{a0} - \frac{u_{L0}}{2} + \frac{u_{L\alpha}}{4} + \frac{\sqrt{3} \left(u_{a\beta} + \frac{u_{L\beta}}{2} \right)}{2} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$\begin{bmatrix} u_{n1} \\ u_{n2} \\ u_{n3} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \frac{u_e}{2} + u_{a\alpha} + u_{a0} - \frac{u_{L0}}{2} - \frac{u_{L\alpha}}{2} \\ \frac{u_e}{2} - \frac{u_{a\alpha}}{2} + u_{a0} - \frac{u_{L0}}{2} + \frac{u_{L\alpha}}{4} - \frac{\sqrt{3} \left(-u_{a\beta} + \frac{u_{L\beta}}{2} \right)}{2} \\ \frac{u_e}{2} - \frac{u_{a\alpha}}{2} + u_{a0} - \frac{u_{L0}}{2} + \frac{u_{L\alpha}}{4} + \frac{\sqrt{3} \left(-u_{a\beta} + \frac{u_{L\beta}}{2} \right)}{2} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Unter der Annahme, dass die Spannung über den Induktivitäten klein ist, folgt näherungsweise:

$$\begin{bmatrix} u_{p1} \\ u_{p2} \\ u_{p3} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \frac{u_e}{2} - u_{a\alpha} - u_{a0} \\ \frac{u_e}{2} + \frac{u_{a\alpha}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{a\beta} - u_{a0} \\ \frac{u_e}{2} + \frac{u_{a\alpha}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{a\beta} - u_{a0} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$\begin{bmatrix} u_{n1} \\ u_{n2} \\ u_{n3} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \frac{u_e}{2} + u_{a\alpha} + u_{a0} \\ \frac{u_e}{2} - \frac{u_{a\alpha}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{a\beta} + u_{a0} \\ \frac{u_e}{2} - \frac{u_{a\alpha}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{a\beta} + u_{a0} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Die Zweigströme ergeben sich hierzu äquivalent:

$$\begin{bmatrix} i_{p1} \\ i_{p2} \\ i_{p3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{i_{a0}}{2} + \frac{i_{a\alpha}}{2} + i_{e0} + i_{e\alpha} \\ \frac{i_{a0}}{2} - \frac{i_{a\alpha}}{4} + \frac{\sqrt{3}}{4} i_{a\beta} + i_{e0} - \frac{i_{e\alpha}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{e\beta} \\ \frac{i_{a0}}{2} - \frac{i_{a\alpha}}{4} - \frac{\sqrt{3}}{4} i_{a\beta} + i_{e0} - \frac{i_{e\alpha}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{e\beta} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$\begin{bmatrix} i_{n1} \\ i_{n2} \\ i_{n3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{i_{a0}}{2} - \frac{i_{a\alpha}}{2} + i_{e0} + i_{e\alpha} \\ -\frac{i_{a0}}{2} + \frac{i_{a\alpha}}{4} - \frac{\sqrt{3}}{4} i_{a\beta} + i_{e0} - \frac{i_{e\alpha}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{e\beta} \\ -\frac{i_{a0}}{2} + \frac{i_{a\alpha}}{4} + \frac{\sqrt{3}}{4} i_{a\beta} + i_{e0} - \frac{i_{e\alpha}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{e\beta} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Die Zweigleistungen lassen sich anhand der Gleichung (2.10) berechnen. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird hier exemplarisch nur die Leistung für den Zweig p1 angeben:

$$p_{p1} \approx \frac{i_{a0} u_e}{4} - \frac{i_{a\alpha} u_{a0}}{2} - i_{e0} u_{a0} - i_{e\alpha} u_{a0} - \frac{i_{a0} u_{a\alpha}}{2} - \frac{i_{a\alpha} u_{a\alpha}}{2} - \frac{i_{a0} u_{a0}}{2} + \frac{i_{a\alpha} u_e}{4} - i_{e0} u_{a\alpha} - i_{e\alpha} u_{a\alpha} + \frac{i_{e0} u_e}{2} + \frac{i_{e\alpha} u_e}{2} \quad (2.45)$$

Um die transformierten Zweigleistungen zu erhalten, müssen diese mithilfe der Clarke-Transformation sowie der Summen- und Differenzbildung berechnet werden:

$$\begin{bmatrix} p_{\Sigma\alpha} \\ p_{\Sigma\beta} \\ p_{\Sigma 0} \end{bmatrix} \approx C_{\alpha\beta 0} \cdot \left(\begin{bmatrix} p_{p1} \\ p_{p2} \\ p_{p3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_{n1} \\ p_{n2} \\ p_{n3} \end{bmatrix} \right) \cdot \frac{1}{2} \quad (2.46)$$

$$\begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix} \approx C_{\alpha\beta 0} \cdot \left(\begin{bmatrix} p_{p1} \\ p_{p2} \\ p_{p3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} p_{n1} \\ p_{n2} \\ p_{n3} \end{bmatrix} \right) \cdot \frac{1}{2} \quad (2.47)$$

Der Faktor $1/2$ in Gleichung (2.46) ist darauf zurückzuführen, dass die ermittelte Leistung den Mittelwert darstellt. Dies ist äquivalent zu der Null-Komponente der Raumzeigerdefinition. Somit erhält man die mittlere Leistung eines Zweiges und nicht die einer Phase [23]. Der Faktor $1/2$ in Gleichung (2.47) wird eingesetzt, so dass die transformierte Leistung der Differenz vom p- und n-Zweig als Abweichung vom Mittelwert und nicht als die Differenz zwischen p- und n-Zweig berechnet wird.

Die Gleichung (2.46) gibt die Summen-Komponenten der Leistungen an. Tritt eine Leistung in gleicher Weise im p- und n-Zweig einer Phase auf, wirkt sich dies auf die Summen-Komponenten aus. Entsteht in der Phase eins im p- und n-Zweig eine positive Leistung und in den Phasen zwei und drei in jeweils beiden Zweigen eine negative Leistung, wirkt sich dies auf die Komponente $p_{\Sigma\alpha}$ aus. Wird Leistung in allen sechs Zweigen in der gleichen Weise erzeugt, beeinflusst dies die Komponente $p_{\Sigma 0}$.

Die Gleichung (2.47) gibt die Differenz-Komponenten der Leistungen an. Tritt eine Leistung mit entgegengesetztem Vorzeichen im p- und n-Zweig einer Phase auf, wirkt sich dies auf die Differenz-Komponenten aus. Entsteht in der Phase eins im p-Zweig eine positive Leistung und im n-Zweig eine negative Leistung und in den Phasen zwei und drei jeweils die entgegengesetzten Leistungen, wirkt sich dies auf die Komponente $p_{\Delta\alpha}$ aus. Wird Leistung in allen p-Zweigen in entgegengesetzter Weise als im n-Zweig erzeugt, beeinflusst dies die Komponente $p_{\Delta 0}$.

Aus den Gleichungen (2.46) und (2.47) ergeben sich die transformierten Leistungen:

$$\begin{bmatrix} p_{\Sigma\alpha} \\ p_{\Sigma\beta} \\ p_{\Sigma 0} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} +\frac{i_{a\beta} u_{a\beta}}{4} - \frac{i_{a\alpha} u_{a0}}{2} - \frac{i_{a\alpha} u_{a\alpha}}{4} - \frac{i_{a0} u_{a\alpha}}{2} + \frac{i_{e\alpha} u_e}{2} \\ +\frac{i_{a\alpha} u_{a\beta}}{4} - \frac{i_{a\beta} u_{a0}}{2} - \frac{i_{a0} u_{a\beta}}{4} + \frac{i_{a\beta} u_{a\alpha}}{4} + \frac{i_{e\beta} u_e}{2} \\ +\frac{i_{e0} u_e}{2} - \frac{i_{a\alpha} u_{a\alpha}}{4} - \frac{i_{a\beta} u_{a\beta}}{4} - \frac{i_{a0} u_{a0}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

$$\begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} +\frac{i_{a\alpha} u_e}{4} - i_{e0} u_{a\alpha} - i_{e\alpha} u_{a0} - \frac{i_{e\alpha} u_{a\alpha}}{2} + \frac{i_{e\beta} u_{a\beta}}{2} \\ \frac{i_{a\beta} u_e}{4} - i_{e0} u_{a\beta} - i_{e\beta} u_{a0} + \frac{i_{e\alpha} u_{a\beta}}{2} + \frac{i_{e\beta} u_{a\alpha}}{2} \\ \frac{i_{a0} u_e}{4} - i_{e0} u_{a0} - \frac{i_{e\alpha} u_{a\alpha}}{2} - \frac{i_{e\beta} u_{a\beta}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Um eine Analyse der Zweigleistungen für den quasistationären Betrieb vornehmen zu können, werden nun die auftretenden Spannungsraumzeiger durch rotierende Größen mit einer Amplitude und einem Bezugswinkel γ ausgedrückt. Einphasige Spannungen werden durch eine Cosinusschwingung mit einer Amplitude und einem Bezugswinkel γ dargestellt. Die auftretenden Stromraumzeiger werden durch rotierende Größen mit einer Amplitude und einer zusätzlichen Phasenverschiebung φ zum entsprechenden Bezugswinkel γ der Spannung definiert. Einphasige Ströme werden durch eine Amplitude und einer zusätzlichen Phasenverschiebung φ zum entsprechenden Bezugswinkel γ der Spannung definiert. Eine Ausnahme bildet hierbei der interne MMC-Strom i_e welcher nur mit einem Winkel und einer Amplitude definiert wird, da die dazugehörige Spannung bei der Herleitung der Leistungsanalyse vernachlässigt wurde:

$$u_{a\alpha} = \hat{u}_a \cdot \cos(\gamma_a) \quad u_{a\beta} = \hat{u}_a \cdot \sin(\gamma_a) \quad (2.50)$$

$$i_{a\alpha} = \hat{i}_a \cdot \cos(\gamma_a - \varphi_a) \quad i_{a\beta} = \hat{i}_a \cdot \sin(\gamma_a - \varphi_a) \quad (2.51)$$

$$i_{e\alpha} = \hat{i}_e \cdot \cos(\gamma_e) \quad i_{e\beta} = \hat{i}_e \cdot \sin(\gamma_e) \quad (2.52)$$

$$u_{a0} = \hat{u}_{a0} \cdot \cos(\gamma_{a0}) \quad i_{a0} = \hat{i}_{a0} \cdot \cos(\gamma_{a0} - \varphi_{a0}) \quad (2.53)$$

$$u_e = \hat{u}_{e\sim} \cdot \cos(\gamma_{e0}) \quad i_{e0} = \hat{i}_{e0\sim} \cdot \cos(\gamma_{e0} - \varphi_{e0}) \quad (2.54)$$

Die Eingangsspannung u_e und der Eingangsstrom i_{e0} werden nur als ihre Grundschwingung dargestellt, um die folgende Darstellung übersichtlicher zu halten. Die Umrechnung auf Rechteck- und Trapezkurven erfolgt später bei der Herleitung der Leistungserzeugung im Abschnitt 2.7.2.1.

Die transformierten Leistungen in den Gleichungen (2.55) und (2.60) erhält man, indem die Gleichungen (2.50) bis (2.54) in die Gleichungen (2.48) und (2.49) eingesetzt werden. Hierfür ist es von Vorteil, wenn die auftretenden Produkte trigonometrischer Funktionen in deren Summe- und Differenzfunktionen dargestellt werden, siehe [26].

$$\begin{aligned}
 p_{\Sigma\alpha} \approx & + \frac{\hat{i}_e \hat{u}_{e\sim} \cos(\gamma_e - \gamma_{e0})}{4} + \frac{\hat{i}_e \hat{u}_{e\sim} \cos(\gamma_e + \gamma_{e0})}{4} - \frac{\hat{i}_a \hat{u}_a \cos(2\gamma_a - \varphi_a)}{4} \\
 & - \frac{\hat{i}_a \hat{u}_{a0} \cos(\gamma_a + \gamma_{a0} - \varphi_a)}{4} - \frac{\hat{i}_a \hat{u}_{a0} \cos(\gamma_{a0} - \gamma_a + \varphi_a)}{4} \\
 & - \frac{\hat{i}_{a0} \hat{u}_a \cos(\gamma_a + \gamma_{a0} - \varphi_{a0})}{4} - \frac{\hat{i}_{a0} \hat{u}_a \cos(\gamma_a - \gamma_{a0} + \varphi_{a0})}{4} \quad (2.55)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
p_{\Sigma\beta} \approx & + \frac{\hat{i}_e \hat{u}_{e\sim} \sin(\gamma_e - \gamma_{e0})}{4} + \frac{\hat{i}_e \hat{u}_{e\sim} \sin(\gamma_e + \gamma_{e0})}{4} + \frac{\hat{i}_a \hat{u}_a \sin(2\gamma_a - \varphi_a)}{4} \\
& - \frac{\hat{i}_a \hat{u}_{a0} \sin(\gamma_a + \gamma_{a0} - \varphi_a)}{4} + \frac{\hat{i}_a \hat{u}_{a0} \sin(\gamma_{a0} - \gamma_a + \varphi_a)}{4} \\
& - \frac{\hat{i}_{a0} \hat{u}_a \sin(\gamma_a + \gamma_{a0} - \varphi_{a0})}{4} - \frac{\hat{i}_{a0} \hat{u}_a \sin(\gamma_a - \gamma_{a0} + \varphi_{a0})}{4} \quad (2.56)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
p_{\Sigma 0} \approx & - \frac{\hat{i}_a \hat{u}_a \cos(\varphi_a)}{4} - \frac{\hat{i}_{a0} \hat{u}_{a0} \cos(\varphi_{a0})}{4} - \frac{\hat{i}_{a0} \hat{u}_{a0} \cos(2\gamma_{a0} - \varphi_{a0})}{4} \\
& + \frac{\hat{i}_{e0\sim} \hat{u}_{e\sim} \cos(\varphi_{e0})}{4} + \frac{\hat{i}_{e0\sim} \hat{u}_{e\sim} \cos(2\gamma_{e0} - \varphi_{e0})}{4} \quad (2.57)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
p_{\Delta\alpha} \approx & + \frac{\hat{i}_a \hat{u}_{e\sim} \cos(\gamma_a + \gamma_{e0} - \varphi_a)}{8} - \frac{\hat{i}_{e0\sim} \hat{u}_a \cos(\gamma_a + \gamma_{e0} - \varphi_{e0})}{2} \\
& - \frac{\hat{i}_{e0\sim} \hat{u}_a \cos(\gamma_a - \gamma_{e0} + \varphi_{e0})}{2} - \frac{\hat{i}_e \hat{u}_{a0} \cos(\gamma_{a0} - \gamma_e)}{2} \\
& + \frac{\hat{i}_a \hat{u}_{e\sim} \cos(\gamma_{e0} - \gamma_a + \varphi_a)}{8} - \frac{\hat{i}_e \hat{u}_{a0} \cos(\gamma_{a0} + \gamma_e)}{2} \\
& - \frac{\hat{i}_e \hat{u}_a \cos(\gamma_a + \gamma_e)}{2} \quad (2.58)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
p_{\Delta\beta} \approx & + \frac{\hat{i}_e \hat{u}_{a0} \sin(\gamma_{a0} - \gamma_e)}{2} - \frac{\hat{i}_{e0\sim} \hat{u}_a \sin(\gamma_a + \gamma_{e0} - \varphi_{e0})}{2} \\
& - \frac{\hat{i}_{e0\sim} \hat{u}_a \sin(\gamma_a - \gamma_{e0} + \varphi_{e0})}{2} + \frac{\hat{i}_a \hat{u}_{e\sim} \sin(\gamma_a + \gamma_{e0} - \varphi_a)}{8} \\
& - \frac{\hat{i}_a \hat{u}_{e\sim} \sin(\gamma_{e0} - \gamma_a + \varphi_a)}{8} - \frac{\hat{i}_e \hat{u}_{a0} \sin(\gamma_{a0} + \gamma_e)}{2} \\
& + \frac{\hat{i}_e \hat{u}_a \sin(\gamma_a + \gamma_e)}{2} \quad (2.59)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
p_{\Delta 0} \approx & + \frac{\hat{i}_{a0} \hat{u}_{e\sim} \cos(\gamma_{a0} + \gamma_{e0} - \varphi_{a0})}{8} - \frac{\hat{i}_{e0\sim} \hat{u}_{a0} \cos(\gamma_{a0} + \gamma_{e0} - \varphi_{e0})}{2} \\
& - \frac{\hat{i}_{e0\sim} \hat{u}_{a0} \cos(\gamma_{a0} - \gamma_{e0} + \varphi_{e0})}{2} - \frac{\hat{i}_e \hat{u}_a \cos(\gamma_a - \gamma_e)}{2} \\
& + \frac{\hat{i}_{a0} \hat{u}_{e\sim} \cos(\gamma_{e0} - \gamma_{a0} + \varphi_{a0})}{8} \quad (2.60)
\end{aligned}$$

Die transformierten Leistungen sind in Tabelle 2.2 übersichtlich dargestellt. Die Tabelle ist dabei folgendermaßen zu interpretieren: Jede einzelne Zeile enthält jeweils eine einzigartige Kombination aus der verursachenden Span-

nungskomponente u und des verursachenden Stroms i . Die dabei entstehenden Zweigleistungen sind in die Spalten $p_{\Sigma 0}$, p_{Σ} , $p_{\Delta 0}$ und p_{Δ} einsortiert. In der Tabelle wurden zusätzlich die vorhandenen, bisher getrennten, α - und β -Komponenten zu einem Raumzeiger zusammengefasst. Jeder Eintrag der Tabelle besteht aus zwei Elementen. In der ersten Zeile steht jeweils die Amplitude der Größe, die zweite Zeile beinhaltet den dazugehörigen Winkel der Größe.

Die Tabelle 2.2 wird nun anhand einiger ausgewählter Zeilen näher erläutert. Zeile 1 bedeutet, dass die Eingangsspannung $u_{e\sim}$ mit dem Winkel γ_{e0} mit dem Eingangsstrom $i_{e0\sim}$ mit dem Winkel $\gamma_{e0} - \varphi_{e0}$ zwei Leistungsanteile in der Null-Komponente der Summenleistungen $p_{\Sigma 0}$ erzeugt. Der erste Leistungsanteil besitzt die Amplitude $\frac{1}{4}\hat{u}_{e\sim}\hat{i}_{e0\sim}$ mit der konstanten Phasenlage φ_{e0} und beschreibt den Wirkleistungsaustausch zwischen dem MMC und der Eingangsseite. Um eine möglichst große Leistungsaufnahme und Leistungsabgabe bei minimalem Eingangsstrom des MMCs zu erreichen muss die auftretende Blindleistung am Eingang zu 0 VA und somit φ_{e0} zu 0 oder π gewählt werden. Der zweite Leistungsanteil in $p_{\Sigma 0}$ besitzt ebenfalls die Amplitude $\frac{1}{4}\hat{u}_{e\sim}\hat{i}_{e0\sim}$, allerdings tritt hier nun als Winkel für die Leistung der Term $2\gamma_{e0} - \varphi_{e0}$ auf. Nimmt man für die Eingangsspannung eine kontinuierliche Schwingung mit $\gamma_{e0} = \omega_{e0} \cdot t$ an, erkennt man, dass zusätzlich zur konstanten Leistung des ersten Leistungsanteils, der zweite Leistungsanteil mit der doppelten Kreisfrequenz der Eingangsspannung ω_{e0} auftritt. Bei einphasigen Leistungsübertragungen tritt dieser Term immer auf, da in diesem Fall immer ein Wechselanteil vorhanden ist. Dieser Anteil tritt nur als Blindleistung auf und somit ist der zeitliche Mittelwert 0 W.

Zeile 8 beschreibt, welchen Einfluss die Ausgangsspannung u_a mit dem Winkel γ_a und der Ausgangsstrom i_a mit dem Winkel $\gamma_{a0} - \varphi_{a0}$ auf die Null-Komponente der Summenleistung $p_{\Sigma 0}$ und auf die $\alpha\beta$ -Komponente der Summenleistung p_{Σ} hat. Der Einfluss auf $p_{\Sigma 0}$ in Abhängigkeit von φ_a entspricht der Abgabe von Wirkleistung am dreiphasigen Ausgang des MMCs mit der Amplitude $\frac{1}{4}\hat{u}_a\hat{i}_a$. Daher führt dies hier, im Gegensatz bei der einphasigen Leistungsübertragung, nicht zu einer Pulsation mit der doppelten Kreisfrequenz der Ausgangsfrequenz in $p_{\Sigma 0}$. Bei der Abgabe von Scheinleistung am Ausgang tritt in der Leistungskomponente p_{Σ} eine Pulsation mit dem Winkel $-(2\gamma_a - \varphi_a)$ und der Amplitude $-\frac{1}{4}\hat{u}_a\hat{i}_a$ auf. Bei einer konstanten Kreisfrequenz am Ausgang $\gamma_a = \omega_a \cdot t$ ergibt sich somit die doppelte Ausgangsfrequenz für die Pulsation der Leistung. Für den Fall $\omega_a = 0 \text{ rad s}^{-1}$ entsteht ein stehender Leistungsraumzeiger welcher, ohne Gegenmaßnahmen, zu einem dauerhaften Energieanstieg führt. Das negative Vor-

Nr.	u	i	$p_{\Sigma 0}$	$p_{\Sigma} = p_{\Sigma\alpha} + j p_{\Sigma\beta}$	$p_{\Delta 0}$	$p_{\Delta} = p_{\Delta\alpha} + j p_{\Delta\beta}$
1	\hat{u}_{e0}	$\hat{i}_{e0} \sim$	$\frac{1}{4} \hat{u}_{e0} \hat{i}_{e0} \sim$ $2\gamma_{e0} - \varphi_{e0}$			
	γ_{e0}	φ_{e0}				
2	\hat{u}_{e0}	\hat{i}_e		$\frac{1}{4} \hat{u}_{e0} \hat{i}_e$ $\gamma_e \pm \gamma_{e0}$		
	γ_{e0}	γ_e				
3	\hat{u}_{e0}	\hat{i}_{a0}			$\frac{1}{8} \hat{u}_{e0} \hat{i}_{a0}$ $\gamma_{a0} \pm (\gamma_{a0} - \varphi_{a0})$	
	γ_{e0}	$\gamma_{a0} - \varphi_{a0}$				
4	\hat{u}_{e0}	\hat{i}_a				$\frac{1}{8} \hat{u}_{e0} \hat{i}_a$ $\gamma_a - \varphi_a \pm \gamma_{e0}$
	γ_{e0}	$\gamma_a - \varphi_a$				
5	\hat{u}_a	$\hat{i}_{e0} \sim$				$-\frac{1}{2} \hat{u}_a \hat{i}_{e0} \sim$ $\gamma_a \pm (\gamma_{e0} - \varphi_{e0})$
	γ_a	$\gamma_{e0} - \varphi_{e0}$				
6	\hat{u}_a	\hat{i}_e			$-\frac{1}{2} \hat{u}_a \hat{i}_e$ $\gamma_a - \gamma_e$	
	γ_a	γ_e				
7	\hat{u}_a	\hat{i}_{a0}		$-\frac{1}{4} \hat{u}_a \hat{i}_{a0}$ $\gamma_a \pm (\gamma_{a0} - \varphi_{a0})$		
	γ_a	$\gamma_{a0} - \varphi_{a0}$				
8	\hat{u}_a	\hat{i}_a	$-\frac{1}{4} \hat{u}_a \hat{i}_a$ φ_a			
	γ_a	$\gamma_a - \varphi_a$				
9	\hat{u}_{a0}	$\hat{i}_{e0} \sim$			$-\frac{1}{2} \hat{u}_{a0} \hat{i}_{e0} \sim$ $\gamma_{a0} \pm (\gamma_{e0} - \varphi_{e0})$	
	γ_{a0}	$\gamma_{e0} - \varphi_{e0}$				
10	\hat{u}_{a0}	\hat{i}_e				$-\frac{1}{2} \hat{u}_{a0} \hat{i}_e$ $\gamma_e \pm \gamma_{a0}$
	γ_{a0}	γ_e				
11	\hat{u}_{a0}	\hat{i}_{a0}	$-\frac{1}{4} \hat{u}_{a0} \hat{i}_{a0}$ $2\gamma_{a0} - \varphi_{a0}$			
	γ_{a0}	$\gamma_{a0} - \varphi_{a0}$				
12	\hat{u}_{a0}	\hat{i}_a		$-\frac{1}{4} \hat{u}_{a0} \hat{i}_a$ $\pm \gamma_{a0} + (\gamma_a - \varphi_a)$		
	γ_{a0}	$\gamma_a - \varphi_a$				

Tabelle 2.2: Auftretende Zweigleistungen in Abhängigkeit von den Spannungen und Ströme

zeichen im Winkel bedeutet, dass sich der entstehende Leistungsraumzeiger der Komponente p_Σ entgegengesetzt zu den Raumzeigern der Ausgangsspannung bzw. des Ausgangsstroms dreht. Das Verhalten kann folgendermaßen interpretiert werden: Bei einer dreiphasigen symmetrischen Last führt eine Scheinleistung in der Gesamtenergie zu keiner Pulsation, da zu jedem Zeitpunkt die gleiche Leistung bezogen wird. In den einzelnen Phasen des MMCs tritt dennoch eine Blindleistung auf, da bei jeder einzelnen Phase eine unterschiedliche Leistung bezogen wird.

Unter der Annahme, dass das Verhalten des MMCs mit seinen Bauteilen linear ist, insbesondere der Zweigdrosseln, gilt der Überlagerungssatz und Tabelle 2.2 kann für unterschiedliche Frequenzen am Ein- und Ausgang sowie der internen Größen benutzt werden. Dies ist von Vorteil, falls am Ausgang eine Spannung mit unterschiedlichen Frequenzen oder eine Spannung mit Mit- und Gegen- und Nullsystem erzeugt werden soll. Somit kann die Leistungstabelle für jede einzelne auftretende Frequenz benutzt werden und die resultierenden Leistungskomponenten können addiert werden. [E12]

2.6 Transformierte Zweigennergien

In diesem Abschnitt werden die transformierten Zweigennergien in Abhängigkeit von den transformierten Zweigleistungen berechnet. Dies ist notwendig, um eine gezielte Beeinflussung der Zweigennergien durch die Zweigleistungen zu erreichen. Dabei wird Gleichung (2.11) als Ansatz für folgende Gleichung zur Berechnung der Zweigennergien durch die transformierten Leistungen benutzt:

$$\begin{bmatrix} w_{p1} \\ w_{p2} \\ w_{p3} \end{bmatrix} = \int C_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \left(\begin{bmatrix} p_{\Sigma\alpha} \\ p_{\Sigma\beta} \\ p_{\Sigma 0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix} \right) dt \quad (2.61)$$

$$\begin{bmatrix} w_{n1} \\ w_{n2} \\ w_{n3} \end{bmatrix} = \int C_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \left(\begin{bmatrix} p_{\Sigma\alpha} \\ p_{\Sigma\beta} \\ p_{\Sigma 0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix} \right) dt \quad (2.62)$$

Anschließend erfolgt die Umrechnung in die transformierten Zweigenenergien:

$$\begin{bmatrix} w_{\Sigma\alpha} \\ w_{\Sigma\beta} \\ w_{\Sigma 0} \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta 0} \cdot \left(\begin{bmatrix} w_{p1} \\ w_{p2} \\ w_{p3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{n1} \\ w_{n2} \\ w_{n3} \end{bmatrix} \right) \cdot \frac{1}{2} = \int \begin{bmatrix} p_{\Sigma\alpha} \\ p_{\Sigma\beta} \\ p_{\Sigma 0} \end{bmatrix} dt \quad (2.63)$$

$$\begin{bmatrix} w_{\Delta\alpha} \\ w_{\Delta\beta} \\ w_{\Delta 0} \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta 0} \cdot \left(\begin{bmatrix} w_{p1} \\ w_{p2} \\ w_{p3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} w_{n1} \\ w_{n2} \\ w_{n3} \end{bmatrix} \right) \cdot \frac{1}{2} = \int \begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha} \\ p_{\Delta\beta} \\ p_{\Delta 0} \end{bmatrix} dt \quad (2.64)$$

Die Faktoren $1/2$ in den Gleichungen (2.63) und (2.64) dienen wie in den Gleichungen (2.46) und (2.47) zur sinnvollen Skalierung der auftretenden Energien.

Aus den Gleichungen (2.63) und (2.64) ist ersichtlich, dass jede transformierte Leistung nur in der transformierten Zweigenenergie eine Änderung hervorruft. Somit kann mithilfe der Tabelle 2.2 bestimmt werden, welche Spannungs- und Stromkomponenten welche Leistung und somit welche Änderung der Zweigenenergie hervorrufen. Diese Leistungen treten inhärent beim Betrieb des MMCs auf und führen je nach auftretender Frequenz und Amplitude entweder zu einem periodischen Energiehub in den Zweigen oder werden bei der Frequenz 0 Hz zu einer DC-Komponente und führen somit zu einer stetigen Änderung der Zweigenenergie.

Andererseits können durch gezielte Einprägung von Spannungen und Strömen Leistungen in den Zweigen generiert werden, um eine Symmetrierung der Zweigenenergien zu erreichen. Des Weiteren können damit betriebspunktabhängig auftretende Leistungen kompensiert werden, sodass diese gezielt vorgesteuert werden, um sonst auftretende Energiehübe zu vermindern.

2.7 Regelung

Dieser Abschnitt beschreibt die eingesetzte Regelungsstruktur des SPMMCs. Zudem wird mithilfe der Tabelle 2.2 die Umrechnung mit den von den Reglern geforderten Leistungen in die entsprechenden Spannungs- und Stromkomponenten durchgeführt. Zusätzlich werden für bestimmte Betriebsbereiche die notwendigen Vorsteuerungen bestimmt, um einen stabilen Betrieb zu ermöglichen.

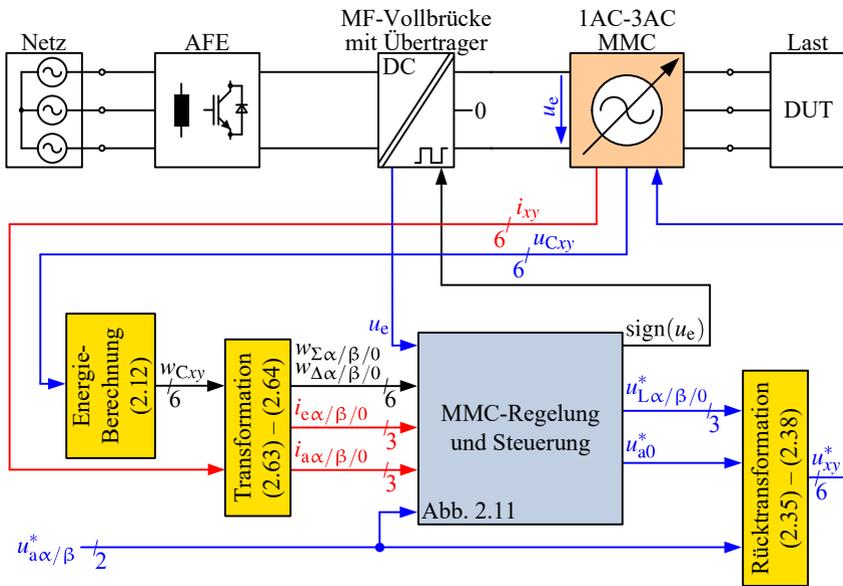


Abbildung 2.10: Anbindung der SPMMC-Regelung an die Hardware

Die Abbildung 2.10 zeigt das Blockschaltbild der Regelung mit der Anbindung an die Hardware des Prüfstands. Die Regelung benötigt als Istwerte die sechs Zweigkondensatorspannungen $u_{C,xy}$, die sechs Zweigströme i_{xy} und die Eingangsspannung des MMCs u_e . Die Sollwerte der Ausgangsspannungen $u_{a\alpha}^*$ und $u_{a\beta}^*$ werden von außerhalb der SPMMC-Regelung vorgegeben und durch die Anwendung der universellen Drehspannungsquelle bestimmt. Zuerst werden von den Zweigkondensatorspannungen deren Energien $w_{C,xy}$ berechnet. Anschließend erfolgt die Transformation der Zweigströme und Zweigenergien anhand der vorgestellten Transformationsvorschrift. Mit den transformierten Größen wird die in der Abbildung 2.11 dargestellte Regelung durchgeführt und diese liefert die Sollwerte für die Zweigdrosselspannungen $u_{L\alpha}^*$, $u_{L\beta}^*$ und u_{L0}^* , die Null-Komponente der Ausgangsspannung u_{a0}^* und die Polarität der Eingangsspannung $\text{sign}(u_e)$. Die sechs Zweigsollspannungen u_{xy}^* werden durch die Rücktransformation berechnet und an den MMC übermittelt.

Anhand der Abbildung 2.10 wird deutlich, dass die universelle Drehspannungsquelle keine Berechnungsvorschrift für die Soll-Ausgangsspannung beinhaltet, da diese je nach Anwendung variiert. Beispielsweise kann für ein starres Drehstromnetz ein quasistationärer Raumzeiger vorgegeben werden. Für eine Anwendung als Stellglied für eine Maschinenregelung muss eine Regelung der Ausgangsströme stattfinden. Ziel der universellen Drehspannungsquelle ist es, die Soll-Ausgangsspannung an den Klemmen der universellen Drehspannungsquelle zu stellen. Die Regelung und Steuerung des SPMMCs sorgt hierbei für einen stabilen Betrieb des MMCs. Für einen stabilen Betrieb ist es notwendig, dass die sechs Zweigkondensatorspannungen im Mittel auf deren Sollwert geregelt werden.

Die Abbildung 2.11 zeigt die eingesetzte kaskadierte Regelungsstruktur. Der innere Regelkreis besteht aus drei Stromreglern, welche den Eingangsstrom i_{e0} und die zwei internen MMC-Ströme $i_{e\alpha}$ und $i_{e\beta}$ anhand der hergeleiteten Ersatzschaltbilder (siehe Abbildung 2.7) als Regelstrecke einregelt. Die Stromsollwerte erhält der Stromregler aus dem Block Sollwertberechnung. Dieser Block gibt anhand des aktuellen Betriebspunktes die Stromsollwerte i_{e0}^* , $i_{e\alpha}^*$, $i_{e\beta}^*$ und die Null-Komponente der Ausgangsspannung u_{a0}^* anhand der Tabelle 2.2 vor. Die Sollwerte errechnen sich zum einen aus den Leistungssollwerten des überlagerten Energiereglers und zum anderen aus der Vorsteuerung einzelner singulärer Punkte zur Reduktion von Energiehüben. Als singuläre Punkte werden die Betriebspunkte bezeichnet, bei denen eine ungewollte konstante Leistung in den Zweigen auftritt, die zu einer dauerhaften Erhöhung oder Verringerung der Zweigenergie führt.

Der Energieregler hat die Aufgabe, die sechs Zweigenergien $w_{\Sigma\alpha}$, $w_{\Sigma\beta}$, $w_{\Sigma0}$, $w_{\Delta\alpha}$, $w_{\Delta\beta}$ und $w_{\Delta0}$ im zeitlichen Mittel auf die entsprechenden Sollwerte $w_{\Sigma\alpha}^*$, $w_{\Sigma\beta}^*$, $w_{\Sigma0}^*$, $w_{\Delta\alpha}^*$, $w_{\Delta\beta}^*$ und $w_{\Delta0}^*$ einzuregeln. Als Stellgrößen sind die sechs Zweigsollleistungen $p_{\Sigma\alpha}^*$, $p_{\Sigma\beta}^*$, $p_{\Sigma0}^*$, $p_{\Delta\alpha}^*$, $p_{\Delta\beta}^*$ und $p_{\Delta0}^*$ vorhanden, welche von der Sollwertberechnung in Sollströme und Sollspannungen umgerechnet werden.

Der Block „Steuerung MF-Vollbrücke“ steuert die Polarität der MF-Vollbrücke und somit der Eingangsspannung mithilfe des Signals $\text{sign}(u_e)$. Zusätzlich erzeugt dieser Block das Stromkorrektursignal ξ_i zur phasenrichtigen Steuerung des Eingangstroms i_{e0} . Die beiden Signale sind in Abbildung 2.12 dargestellt. Das Signal $\text{sign}(u_e)$ wechselt periodisch und symmetrisch zwischen den Werten $+1$ und -1 . Ein symmetrisches Polaritätssignal ist notwendig, damit der vorhandene MF-Transformator gleichspannungsfrei betrieben wird. Das Stromkorrektursi-

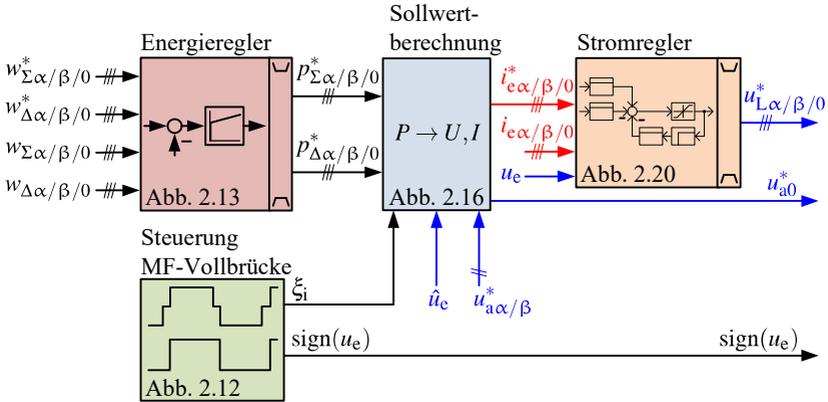


Abbildung 2.11: Kaskadierte Regelungsstruktur des SPMMCs

gnal wechselt ebenfalls zwischen den Werten $+1$ und -1 . Zusätzlich wird für eine Regelperiode T_R vor dem Umschalten des Polaritätssignals das Stromkorrektursignal zu 0. Dies führt unter Verwendung eines Deadbeat-Stromreglers mit einer Einregelzeit von $1 \cdot T_R$ im Umschaltzeitpunkt der MF-Vollbrücke zu einem Eingangsstrom i_{e0} von 0 A und somit einem stromlosen Schalten (ZCS) der MF-Vollbrücke. Auf die genaue Anwendung des Stromkorrektursignals ξ_i und des Polaritätssignals $\text{sign}(u_e)$ wird in Abschnitt 2.7.2 eingegangen.

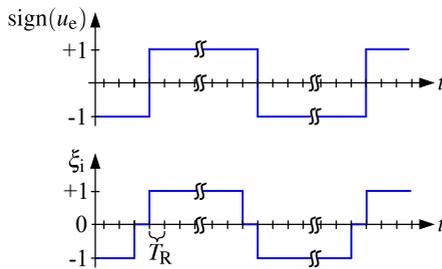


Abbildung 2.12: Darstellung der Steuersignale $\text{sign}(u_e)$ und ξ_i

2.7.1 Energieregler

In diesem Abschnitt wird die Auslegung des Energiereglers mithilfe des Strukturbildes in Abbildung 2.13 berechnet. Die Regelstrecke besteht hierbei aus der Totzeit des unterlagerten Regelkreises $T_{\sigma,p}$ und eines Integrators mit dem Verstärkungsfaktor 1. Der unterlagerte Regelkreis wird bis auf die Totzeit als ideal betrachtet. Der Integrator und dessen Verstärkungsfaktor ergibt sich aus den Gleichungen (2.63) und (2.64). Anhand der Gleichungen ist ersichtlich, dass es zwischen den einzelnen Energien und Leistungen keinerlei Verkopplung gibt. Jede Leistung beeinflusst daher nur die zugehörige Energie. Dementsprechend vereinfacht sich das Strukturbild und kann für alle sechs Zweigenenergien gleichermaßen angewendet werden.

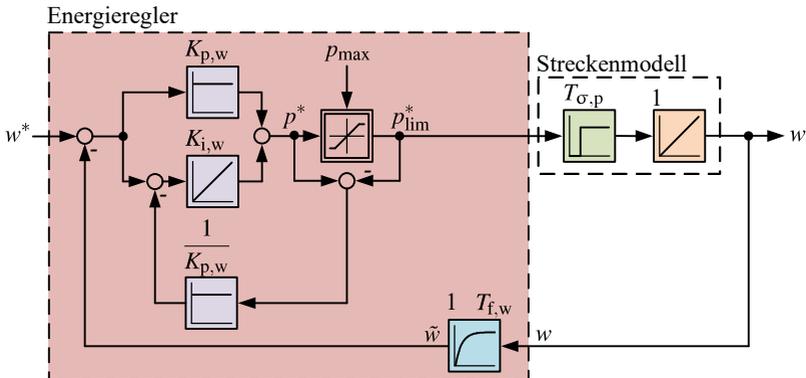


Abbildung 2.13: Strukturbild des Regelkreises zur Energieregung

Wie bereits erwähnt, entstehen beim Betrieb des MMCs inhärent Energiehübe in den Zweigen. Aufgabe des Energiereglers ist es, den Mittelwert der Energie zu regeln und nicht die auftretenden periodischen Energiehübe auszuregeln. Aus diesem Grund ist ein Tiefpass 1. Ordnung (PT_1 -Glied) mit der Verstärkung 1 und der Zeitkonstanten $T_{f,w}$ zur Glättung des Istwertes der Energie w im Rückkopplpfad vorhanden.

Um die Auslegung des Regelkreises zu vereinfachen, wird die Totzeit $T_{\sigma,p}$ durch eine Approximation mit einem PT₁-Glied ausgedrückt [27]:

$$e^{-s \cdot T_{\sigma,p}} \approx \frac{1}{T_{\sigma,p} \cdot s + 1} \quad (2.65)$$

Aufgrund der niedrigen dynamischen Anforderungen wurde ein PI-Regler gewählt, welcher nach dem Symmetrischen Optimum mit dem Dämpfungsfaktor a_E ausgelegt wurde [28]:

$$T_{\sigma,w,res} = T_{\sigma,p} + T_{f,w} \quad (2.66)$$

$$K_{p,w} = \frac{1}{T_{\sigma,w,res} \cdot a_E} \quad (2.67)$$

$$K_{i,w} = \frac{1}{T_{\sigma,w,res}^2 \cdot a_E^3} \quad (2.68)$$

Die Gleichung (2.66) fasst alle Zeitkonstanten zusammen, welche nicht durch den PI-Regler kompensiert werden können oder sollen. Die Parameter des PI-Reglers sind in den Gleichungen (2.67) und (2.68) angegeben mit a_E zur Einstellung der Dämpfung des geschlossenen Regelkreises. Zur Auslegung wurde die Standardeinstellung für das symmetrische Optimum mit $a_E = 2$ gewählt.

Wie in Abschnitt 2.7.3 gezeigt wird, besteht der unterlagerte Regelkreis aus einem Deadbeat-Stromregler. Dieser benötigt zur Einregelung des Stromsollwertes eine Regelperiode T_R . Zusätzlich wird aufgrund der digitalen Implementierung eine weitere Regelperiode aufgrund der Rechentotzeit benötigt. Somit beträgt die Totzeit des unterlagerten Regelkreises $T_{\sigma,p} = 2T_R$. In der Tabelle 3.4 im Kapitel 3 sind die gewählten Zeitkonstanten der Istwertfilter angegeben.

Zusätzlich wurde in der Energieregung eine Leistungsbegrenzung implementiert, um die Sollleistungen begrenzen zu können. Um einen Wind-Up des I-Anteils des PI-Reglers zu vermeiden, wird ein Anti-Wind-Up eingesetzt. Details zur Begrenzung der Sollleistungen sind in dem Abschnitt 2.7.4.2 dargestellt.

2.7.2 Berechnung der Sollströme zur Leistungserzeugung

In diesem Abschnitt werden anhand der Tabelle 2.2 die notwendigen Gleichungen für die Sollströme angegeben, um sowohl eine Zweigleistungsvorgabe durch den Energieregler sowie eine gezielte Vorsteuerung von Zweigleistungen zur Vermeidung singulärer Punkte zu ermöglichen.

Bei der Wahl der möglichen Freiheitsgrade zur Leistungserzeugung wird in dieser Arbeit davon ausgegangen, dass der Sternpunkt der Last nicht angeschlossen ist. Dies ist darauf zurückzuführen, dass bei einem angeschlossenen Sternpunkt der Freiheitsgrad der Null-Komponente der Ausgangsspannung \hat{u}_{a0} entfällt. Bei einem angeschlossenen Sternpunkt würde somit bei Einsatz der Null-Komponente der Ausgangsspannung eine Null-Komponente im Ausgangsstrom \hat{i}_{a0} entstehen. Die Auswirkungen hiervon hängen von der Last ab und lassen sich im Allgemeinen nicht angeben. Aus diesem Grund werden die Zeilen 3, 7 und 11 der Tabelle 2.2 in den folgenden Abschnitten nicht weiter beachtet. Es wird davon ausgegangen, dass der Sternpunkt der Last nicht angeschlossen wird.

2.7.2.1 Sollwertberechnung für Sollleistungen des Energiereglers

Null-Komponente der Summenleistung

Zur Einprägung der Null-Komponente der Summenleistung $p_{\Sigma 0}$ wird die Zeile 1 der Tabelle 2.2 herangezogen. Die Zeile 8 erzeugt ebenfalls die Leistung $p_{\Sigma 0}$, allerdings abhängig von der Ausgangsspannung und des Ausgangsstroms und ist somit nicht gezielt beeinflussbar. Die DC-Komponente der Leistung $p_{\Sigma 0}$ lässt sich mithilfe der Effektivwerte der Eingangswerte $U_{e\sim}$ und $I_{e0\sim}$ folgendermaßen ausdrücken:

$$p_{\Sigma 0} = \frac{1}{4} \cdot \hat{u}_{e\sim} \hat{i}_{e0\sim} \cos(\varphi_{e0}) = \frac{1}{2} \cdot U_{e\sim} I_{e0\sim} \cos(\varphi_{e0}) \quad (2.69)$$

Die Gleichung (2.70) beschreibt die äquivalente Leistung $p_{\Sigma 0}$ anhand der Amplituden der rechteckförmigen Eingangsspannung \hat{u}_e und des trapezförmigen

Eingangstroms \hat{i}_{e0} . Zusätzlich wurde der Korrekturfaktor ξ_T zur Anpassung des Eingangstroms \hat{i}_{e0} eingeführt, damit die mittlere Leistung korrekt ist.

$$p_{\Sigma 0} \hat{=} \frac{1}{2} \hat{u}_e \frac{\hat{i}_{e0}}{\xi_T} \quad (2.70)$$

Es ist zu beachten, dass der Strom \hat{i}_{e0} nur zur reinen Wirkleistungserzeugung eingesetzt wird. Der Ausdruck $\cos(\varphi_{e0})$ nimmt deshalb nur die Werte ± 1 an. Somit wird $\cos(\varphi_{e0})$ auf den Wert eins gesetzt und das Vorzeichen dem Strom \hat{i}_{e0} zugeschlagen.

Im Vergleich zu einem rechteckförmigen Strom ist die übertragene mittlere Leistung bei einem trapezförmigen Strom verringert. Der Faktor ξ_T in der Gleichung (2.71) gibt somit einen Korrekturfaktor an, sodass die Amplitude des trapezförmigen Stroms korrigiert wird und die gewünschte Leistung im Mittel übertragen wird. [E2]

$$\xi_T = \frac{2\pi}{2\pi - \varphi_T} \quad (2.71)$$

Der einzige Parameter zur Bestimmung von ξ_T ist der Winkel φ_T für die Dauer eines Reversiervorgangs des Stroms i_{e0} . Die Definition des Winkels ist in Abbildung 2.14 abgebildet. Der Faktor ξ_T ändert sich im Betrieb nicht und hängt vom Verhältnis der Reversierdauer zu der Periodendauer ab.

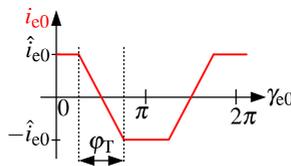


Abbildung 2.14: Definition des Stroms i_{e0} in Abhängigkeit von der Stromamplitude \hat{i}_{e0} und von der Reversierdauer des Stroms φ_T in rad

Der Anteil der Leistung $p_{\Sigma 0}$ am Sollleistungstrom i_{e0}^* berechnet sich nach Gleichung (2.72) und wurde von der Gleichung (2.70) abgeleitet. Zusätzlich muss hier noch der Faktor ξ_i benutzt werden, damit die Reversierung des Sollstroms $i_{e0,p\Sigma 0}^*$ stattfindet. Bei der Gleichung (2.72) muss \hat{u}_e und nicht u_e verwendet werden. Hierbei wäre zwar das korrekte Vorzeichen der Eingangsspannung vorhanden,

allerdings würde der Sollwert von 0 A eine Regelperiode vor der Umpolung der Eingangsspannung u_e fehlen. Dies würde somit nicht zu einem ZCS der MF-Vollbrücke führen.

$$\hat{i}_{e0,p\Sigma 0}^* = 2\xi_T \cdot \frac{p_{\Sigma 0}^*}{\hat{u}_e} \xi_i \quad (2.72)$$

Aus Tabelle 2.2 ist ersichtlich, dass der Strom $\hat{i}_{e0\sim}$ ebenfalls in den Zeilen 5 und 9 auftritt. In Zeile 5 wird mit der Ausgangsspannung \hat{u}_a zusätzlich die Leistung \underline{p}_Δ mit dem Winkel $\gamma_a \pm (\gamma_{e0} - \varphi_{e0})$ generiert. Dies ist unproblematisch solange die Beträge der Eingangsfrequenz und der Ausgangsfrequenz unterschiedlich sind $|\omega_{e0}| \neq |\omega_a|$. Sind beide Frequenzen identisch im Betrag, artet die entstehende Leistungspulsation in eine konstante Leistung aus. Dies sollte entweder kompensiert oder vermieden werden. Daher ist es sinnvoll, dass die Eingangsfrequenz größer als die maximale Ausgangsfrequenz gewählt wird. Dieser Vorteil kann im Vergleich zu einem herkömmlichen DC-gepeisten MMC beim SPMMC durch die Wahl der Eingangsfrequenz vorteilhaft ausgenutzt werden.

Der Eingangsstrom $\hat{i}_{e0\sim}$ erzeugt mit der Null-Komponente der Ausgangsspannung \hat{u}_{a0} die Leistung $p_{\Delta 0}$ mit dem Winkel $\gamma_{a0} \pm (\gamma_{e0} - \varphi_{e0})$. Wie später noch gezeigt wird, treten Betriebsbereiche auf, bei der die Leistungserzeugung mit der Null-Komponente der Ausgangsspannung erreicht wird. Aus diesem Grund muss Zeile 9 beachtet werden und es sollte der Betrieb mit $|\omega_{a0}| \cong |\omega_{e0}|$ vermieden werden.

Alpha- und Beta-Komponente der Summenleistung

Zur Einprägung der Alpha- und Beta-Komponente der Summenleistung \underline{p}_Σ wird die Zeile 2 der Tabelle 2.2 herangezogen. Die Zeilen 8 und 12 erzeugen ebenfalls die Leistung \underline{p}_Σ , allerdings abhängig von der Ausgangsspannung bzw. -strom. Bei den Ausgangsgrößen kann nicht immer sichergestellt sein, dass diese zur Leistungserzeugung vorhanden sind.

Aus Zeile 2 folgt die Definition der Leistung \underline{p}_Σ :

$$\underline{p}_\Sigma = \frac{1}{4} \cdot \hat{u}_{e\sim} e^{\pm j\gamma_{e0}} \hat{i}_e e^{j\gamma_e} \quad (2.73)$$

mithilfe der bereits eingeführten Faktoren ξ_i und ξ_T kann die Gleichung (2.73) wie folgt als ein Sollstromraumzeiger für den internen Strom i_e ausgedrückt werden:

$$\hat{i}_{e,p\Sigma}^* = \hat{i}_e e^{j\gamma_e} = 2\xi_T \cdot \frac{p_\Sigma^*}{\hat{u}_e} \xi_i \quad (2.74)$$

Aus der Tabelle 2.2 ist ersichtlich, dass der Strom i_e mit der Ausgangsspannung \hat{u}_a die Leistungen $p_{\Delta 0}$ mit dem Winkel $\gamma_a - \gamma_e$ und \underline{p}_Δ mit dem Winkel $-(\gamma_a + \gamma_e)$ erzeugt, siehe Zeile 6. Dies bedeutet, dass bei $|\omega_e| \cong |\omega_a|$ eine erhöhte Pulsation bzw. eine Wirkleistung bei gleicher Frequenz auftritt.

Zudem entsteht durch den Strom i_e mit der Null-Komponente der Ausgangsspannung \hat{u}_{a0} ebenfalls die Leistung \underline{p}_Δ mit dem Winkel $\gamma_e \pm \gamma_{a0}$, siehe Zeile 10. Um eine parasitäre Leistungserzeugung zu vermeiden, sollte die Null-Komponente der Ausgangsspannung so gewählt werden, dass $|\omega_{a0}| \not\cong |\omega_e|$ gilt.

Null-Komponente der Differenzleistung

Zur Einprägung der Null-Komponente der Differenzleistung $p_{\Delta 0}$ stehen die Zeilen 3, 6 und 9 zur Verfügung. Zeile 3 ist nicht einsetzbar bei Lasten ohne angeschlossenen Sternpunkt, da sich hier kein \hat{i}_{a0} ausbildet und fällt somit weg. Übrig bleibt die Zeile 6 mit den Komponenten \hat{u}_a und \hat{i}_e sowie die Zeile 9 mit den Komponenten \hat{u}_{a0} und \hat{i}_{e0} . Zeile 6 ist nur bei ausreichend großer Ausgangsspannungsamplitude verwendbar, da ansonsten der interne Strom \hat{i}_e groß werden muss, um die geforderte Leistung zu erhalten. Zeile 9 kann bei einer nennenswerten vorhandenen Null-Komponente in der Ausgangsspannung verwendet werden. Bei Lasten ohne angeschlossenen Sternpunkt kann bei Bedarf zusätzlich eine Null-Komponente in der Ausgangsspannung eingepreßt werden. Die Null-Komponente der Ausgangsspannung ruft hierbei wieder zusätzliche Leistungen hervor, siehe Tabelle 2.2 Zeile 9 bis 12. Aus diesem Grund sollte die Null-Komponente der Ausgangsspannung nur eingesetzt werden, wenn diese notwendig ist. Dies bedeutet, dass bei einer ausreichend großen Ausgangsspannungsamplitude Zeile 6 verwendet werden sollte, ansonsten Zeile 9. Die beiden relevanten Gleichungen sind im Folgenden dargestellt:

$$p_{\Delta 0,Z6} = -\frac{1}{2} \hat{u}_a \hat{i}_e \cos(\gamma_a - \gamma_e) \quad (2.75)$$

$$p_{\Delta 0, Z9} = -\frac{1}{2} \hat{u}_{a0} \hat{i}_{e0} \sim \cos(\gamma_{a0} \pm (\gamma_{e0} - \varphi_{e0})) \quad (2.76)$$

Aus Gleichung (2.75) ergibt sich folgende Gleichung für den internen Sollstromraumzeiger:

$$\hat{i}_{e,p\Delta 0, Z6}^* = -2 \frac{P_{\Delta 0, Z6}^*}{\hat{u}_a} \cdot e^{j\gamma_a} \quad (2.77)$$

Aus Gleichung (2.76) erfolgt mit einer Phasenverschiebung $\varphi_{e0} = 0$ rad zwischen Eingangsspannung und Eingangsstrom folgende Gleichung für den Sollwert für den Eingangsstrom:

$$\hat{i}_{e0,p\Delta 0, Z9}^* = -2 \frac{P_{\Delta 0, Z9}^*}{\hat{u}_{a0}} \cdot \cos(\gamma_{a0}) \quad (2.78)$$

Wie bereits erwähnt wurde, muss eine Umschaltung zwischen den zwei Möglichkeiten zur Erzeugung der Leistung realisiert werden. Bei kleiner Ausgangsspannungsamplitude muss Gleichung (2.78) benutzt werden, ansonsten sollte Gleichung (2.77) benutzt werden. Um einen harten Umschaltvorgang zu vermeiden, wird die gleitende Umschaltung, siehe Abbildung 2.15 eingesetzt. Hierbei werden in Abhängigkeit von der Eingangsvariable x und der unteren Schwelle x_u und der oberen Schwelle x_o den Gewichtungsfaktoren g_u und g_o Werte zwischen 0 und 1 zugewiesen. Ist der Wert $x < x_u$, ist $g_u = 1$ und $g_o = 0$. Ist der Wert $x > x_o$, ist $g_u = 0$ und $g_o = 1$. Gilt $x_u < x < x_o$, nimmt mit steigendem x der Gewichtungsfaktoren g_u linear ab und g_o linear zu, sodass die Summe beider Gewichtungsfaktoren immer 1 ergibt.

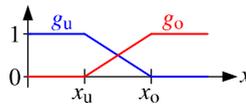


Abbildung 2.15: Allgemeine Darstellung der gleitenden Umschaltung zwischen Werten

Somit kann durch die gleitende Umschaltung zwischen beiden Arten der Leistungserzeugung umgeschaltet werden, indem die Gleichung (2.77) mit g_{p,u_a} und die Gleichung (2.78) mit $g_{p,u_{a0}}$ in Abhängigkeit der Ausgangsspannungsamplitude \hat{u}_a und deren Schwellen $\hat{u}_{a,u}$ und $\hat{u}_{a,o}$ gewichtet wird. Die Wahl der freien Parameter wird in Abschnitt 2.7.2.3 angegeben.

Bei Benutzung der Gleichung (2.75) tritt grundsätzlich auch immer die Leistung \underline{p}_Δ auf, siehe Zeile 6 in Tabelle 2.2. Dies ist kein Problem, so lange $\omega_a \neq 0$ rad gilt. Wird die Gleichung (2.75) dennoch bei kleinen Frequenzen eingesetzt, muss mit Beeinflussung der Leistung \underline{p}_Δ gerechnet werden. Aus diesem Grund muss für kleine Ausgangsfrequenzen die Leistungserzeugung ebenfalls mit \hat{u}_{a0} erfolgen. Diese wird für $|\omega_a| < \omega_{a,\hat{u}_{a0}}$ aktiviert.

Alpha- und Beta-Komponente der Differenzleistung

Zur Einprägung der Alpha- und Beta-Komponente der Differenzleistung \underline{p}_Δ können die Zeilen 4-6 und 10 benutzt werden. Zeile 4 scheidet aus, da die Leistung nur mit einem auftretenden Ausgangsstrom i_a erzeugt werden kann und dieser im Leerlaufbetrieb nicht vorhanden ist. Zudem kann der Ausgangsstrom nicht frei in Amplitude und Winkel eingestellt werden, da dieser von der Last abhängig ist. Zeile 5 erzeugt die Leistung mithilfe der Ausgangsspannung sowie dem Eingangsstrom des MMCs. Diese Zeile 5 ist grundsätzlich möglich, allerdings müsste hierzu die Frequenz des Eingangsstroms identisch mit der Ausgangsfrequenz sein. Dies würde dazu führen, dass am Eingang kein trapezförmiger Strom mehr auftritt. Übrig bleiben die Zeilen 6 und 10. Zeile 6 erzeugt die Leistung mithilfe der Ausgangsspannung und des internen Stromraumzeigers. Zeile 10 erzeugt die Leistung mithilfe der Null-Komponente der Ausgangsspannung und des internen Stromraumzeigers. Bei dieser Leistung gilt somit das gleiche Prinzip wie der Null-Komponente der Differenzleistung. Ist die Ausgangsspannung groß genug, wird Zeile 6 eingesetzt, ansonsten Zeile 10. Beide Gleichungen sind im Folgenden angegeben:

$$\underline{p}_{\Delta,Z6} = -\frac{1}{2} \hat{u}_a \hat{i}_e e^{-j(\gamma_a + \gamma_e)} \quad (2.79)$$

$$\underline{p}_{\Delta,Z10} = -\frac{1}{2} \hat{u}_{a0} \hat{i}_e e^{j(\gamma_e \pm \gamma_{a0})} \quad (2.80)$$

Aus Gleichung (2.79) folgt der Sollstrom für den internen Stromraumzeiger zur Erzeugung der Leistung mit der Ausgangsspannung:

$$\hat{i}_{e,p\Delta,Z6}^* = -2 \frac{\underline{p}_{\Delta,Z6}^*}{\hat{u}_a} \cdot e^{-j\gamma_a} \quad (2.81)$$

Aus Gleichung (2.80) folgt der Sollstrom für den internen Stromraumzeiger zur Erzeugung der Leistung mit der Null-Komponente der Ausgangsspannung:

$$\hat{i}_{e,p\Delta,Z10}^* = -2 \frac{P_{\Delta,Z10}^*}{\hat{u}_{a0}} \cdot e^{j\gamma_{a0}} \quad (2.82)$$

Wie bei der Null-Komponente der Differenzleistung wird hier ebenfalls eine gleitende Umschaltung mit den identischen Schwellen $\hat{u}_{a,u}$ und $\hat{u}_{a,o}$ zwischen beiden Möglichkeiten zur Erzeugung der Leistung realisiert.

Bei Benutzung der Gleichung (2.81) tritt grundsätzlich auch immer die Leistung $p_{\Delta 0}$ auf, siehe Zeile 6 in Tabelle 2.2. Dies ist kein Problem, so lange $\omega_a \not\approx 0$ rad gilt. Wird die Gleichung (2.81) dennoch bei kleinen Frequenzen eingesetzt, muss mit Beeinflussung der Leistung $p_{\Delta 0}$ gerechnet werden. Aus diesem Grund muss für kleine Ausgangsfrequenzen die Leistungserzeugung ebenfalls mit \hat{u}_{a0} erfolgen. Diese wird für $|\omega_a| < \omega_{a,\hat{u}_{a0}}$ aktiviert.

2.7.2.2 Kompensation des Energiehubs bei kleinen Ausgangsfrequenzen

In Tabelle 2.2 Zeile 8 erkennt man, dass bei einer auftretenden Scheinleistung am Ausgang die Leistung p_{Σ} erzeugt wird und diese mit der doppelten Ausgangsfrequenz auftritt. Diese Leistung der zweiten Harmonischen tritt inhärent auf und lässt sich im Betrieb beim MMC nicht vermeiden, da dies der Leistungsschwankung bei einer einphasigen Speisung eines Stranges entspricht. Diese Komponente sollte im Betrieb bei kleinen Ausgangsfrequenzen vorgesteuert werden, da bei immer kleineren Ausgangsfrequenzen die auftretenden Energiehübe immer größer werden. Der Energieregler ist nur bedingt in der Lage diese auftretende Energiekomponente auszuregeln, da dieser ein Istwertfilter besitzt und oberhalb der Grenzfrequenz des Filters dieser Energiehub für den Regler nicht mehr auftritt. Dies ist die einzige Komponente, welche vorgesteuert werden muss, da aufgrund einer geschickten Wahl der Freiheitsgrade keine weiteren singulären Punkte im Betriebsbereich auftreten, siehe Abschnitt 2.7.2.3.

Die durch die Scheinleistung am Ausgang auftretende Leistung kann anhand der folgenden Gleichung berechnet werden:

$$\underline{p}_{\Sigma,2\text{harm}} = -\frac{1}{4} \hat{u}_a \hat{i}_a \cdot e^{-j(2\gamma_a - \varphi_a)} \quad (2.83)$$

Um die Leistung im MMC zu kompensieren, wird diese über Gleichung (2.74) mit negativen Vorzeichen der Sollleistung p_{Σ}^* additiv überlagert und so in den MMC eingepreßt.

Bei Benutzung der Gleichung (2.74) zur Kompensation der Leistung aus Gleichung (2.83) muss auf den einsetzbaren Bereich geachtet werden. Der entstehende Stromraumzeiger besitzt die Frequenzen $-2\omega_a \pm \omega_{e0}$. In Tabelle 2.2 erkennt man, dass in Zeile 6 für die Leistung $p_{\Delta 0}$ folgende Frequenzen in Kombination mit dem Stromraumzeiger i_e zur Kompensation des Energiehubs für die zweite Harmonische entstehen: $3\omega_a \pm \omega_{e0}$. Man sieht, dass die resultierende Frequenz für die Leistung $p_{\Delta 0}$ für $\omega_a = \pm \omega_{e0}/3$ zu null wird und somit ein Betriebspunkt entsteht, welcher ungewollt die Wirkleistung $p_{\Delta 0}$ erzeugt. Bei $\omega_a \approx \pm \omega_{e0}/3$ sollte deshalb die Kompensation abgeschaltet werden. In [24] wurde für den M3C gezeigt, dass durch eine geschickte Wahl des Winkels zur Leistungserzeugung dieser singuläre Punkt umgangen werden kann. Dies erreicht man, indem man je nach Vorzeichen der Ausgangsfrequenz genau die Komponente wählt, die keine Wirkleistung erzeugt. Nachteilig ist hierbei, dass zur Kompensation der Leistung die doppelte Stromamplitude notwendig ist.

Wie später noch gezeigt wird, wird die Eingangsfrequenz des SPMMC's so gewählt, dass der Betriebspunkt $\omega_a = \pm \omega_{e0}/3$ auftreten kann. Allerdings ist in diesem Betriebspunkt die Ausgangsfrequenz bereits so groß, sodass die Kompensation der zweiten Harmonischen abgeschaltet werden kann. Die Gleichung (2.83) wird im Frequenzbereich $-\omega_{a,2\text{harm}} \leq \omega_a \leq +\omega_{a,2\text{harm}}$ aktiviert.

2.7.2.3 Festlegung der Freiheitsgrade

Dieser Abschnitt erläutert die sinnvolle Wahl der vorhandenen Freiheitsgrade, um einen Betrieb des SPMMC's mit möglichst wenigen singulären Punkten zu ermöglichen.

Wahl der Eingangsfrequenz

Wie im Abschnitt 2.7.2.1 für die Leistungserzeugung von p_{Σ} bereits angedeutet, ist es sinnvoll die Eingangsfrequenz des SPMMC's ω_{e0} außerhalb des Bereichs der Ausgangsfrequenz $-\omega_{a,\text{max}} \leq \omega_a \leq +\omega_{a,\text{max}}$ zu legen. Mit dieser Wahl werden

einige singuläre Punkte der Leistungstabelle vermieden, siehe Tabelle 2.2. Für die Wahl der Eingangsfrequenz gilt folgende Ungleichung:

$$\omega_{e0} \stackrel{!}{>} \omega_{a,\max} \quad (2.84)$$

Der gewählte Wert für die Eingangsfrequenz kann der Tabelle 3.3 entnommen werden.

Wahl der Frequenz und Amplitude der Null-Komponente der Ausgangsspannung

Um die Leistung $p_{\Delta 0}^*$ und \underline{p}_{Δ}^* mit der Null-Komponente der Ausgangsspannung einprägen zu können, muss die Frequenz der Null-Komponente entsprechend der Kriterien $|\omega_{a0}| \neq |\omega_{e0}|$, $|\omega_{a0}| \neq |\omega_a|$ und $|\omega_{a0}| \neq 0 \text{ s}^{-1}$ gewählt werden.

Grundsätzlich kann $\omega_{a0} > \omega_{a,\max}$ und $\omega_{a0} \neq \omega_{e0}$ gewählt werden. Dies bedeutet, dass die Frequenz der Null-Komponente groß wird. Hierbei muss beachtet werden, dass die Ströme hierzu phasenrichtig eingeregelt werden müssen, um die korrekte Leistung zu erhalten. Daher ist es sinnvoller die Kreisfrequenz der Null-Komponente niedriger und somit in den Bereich der Ausgangskreisfrequenz $-\omega_{a,\max} \leq \omega_a \leq +\omega_{a,\max}$ zu legen. Dies steht zwar mit der Bedingung $|\omega_{a0}| \neq |\omega_a|$ im Widerspruch, allerdings kann durch Umschalten der Kreisfrequenz ω_{a0} dieses Problem umgangen werden. Hierfür wird die Kreisfrequenz $\omega_{a,\text{SO}}$ zur Umschaltung folgendermaßen definiert:

$$\omega_{a,\text{SO}} = \frac{1}{2} \cdot (\omega_{a0,\text{LF}} + \omega_{a0,\text{HF}}) \quad (2.85)$$

Hierbei entspricht $\omega_{a0,\text{LF}}$ der kleinen Kreisfrequenz (Low Frequency (LF)) und $\omega_{a0,\text{HF}}$ der großen Kreisfrequenz (High Frequency (HF)) der Null-Komponente der Ausgangsspannung. Die Umschaltkreisfrequenz $\omega_{a,\text{SO}}$ wird über das arithmetische Mittel der kleinen und großen Kreisfrequenz der Null-Komponente der Ausgangsspannung definiert. Die Kreisfrequenz ω_{a0} wird wie folgt gewählt:

$$\omega_{a0} = \begin{cases} \omega_{a0,\text{LF}} & \text{falls } |\omega_a| > \omega_{a,\text{SO}} \\ \omega_{a0,\text{HF}} & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.86)$$

Durch die Gleichung (2.86) wird sichergestellt, dass immer $|\omega_{a0}| \neq |\omega_a|$ gilt, obwohl ω_{a0} innerhalb der möglichen Kreisfrequenzen des Ausgangs liegt.

Die Leistungen $P_{\Delta 0, Z9}^*$ bzw. $P_{\Delta, Z10}^*$ werden nur zur Symmetrierung des SPMMCs benötigt. Unter der Annahme, dass nur die bauteilbedingte Unsymmetrie ausgeglichen werden muss, sind die erforderlichen Leistungen klein. Daher kann die Amplitude \hat{u}_{a0} ebenfalls, unter Berücksichtigung der Strombelastung der Zweige, klein gewählt werden.

Die Wahl der unteren Schwelle $\hat{u}_{a,u}$ wird sinnvollerweise auf den Wert von \hat{u}_{a0} gesetzt. Somit ist sichergestellt, dass die Amplitude \hat{u}_{a0} die minimale Spannung zur Leistungserzeugung ist und somit die Stromamplitude nach oben hin begrenzt ist.

Die gewählten Werte für die Null-Komponenten können der Tabelle 3.3 entnommen werden.

Wahl des Frequenzbereichs zur Aktivierung der Kompensation des Energiehubs bei kleinen Ausgangsfrequenzen

Wie im Abschnitt 2.7.2.2 bereits angedeutet wurde, kann die Kompensation des Energiehubs bei kleinen Ausgangsfrequenzen nicht für den gesamten Betriebsbereich aktiviert bleiben. In dem Bereich um $\omega_a \cong \pm \omega_{e0}/3$ muss diese mindestens abgeschaltet werden. Da bei steigender Ausgangsfrequenz der Energiehub dieser Komponente immer kleiner wird, kann die Schwelle $\omega_{a,2harm}$ unterhalb von $\omega_{e0}/3$ gelegt werden. Der minimale Wert für $\omega_{a,2harm}$ ergibt sich durch die installierte Zweigenergie und dem maximal zulässigen Spannungshub im Zweig. Berechnungen zu den auftretenden Energiehüben werden in Kapitel 3 dargelegt.

Die Wahl von $\omega_{a,2harm}$ kann Tabelle 3.3 entnommen werden.

2.7.2.4 Ermittlung der Sollströme

Die Sollströme i_{e0}^* und i_e^* für die drei Stromregler des unterlagerten Regelkreises lassen sich durch Addition der einzelnen Komponenten aus Abschnitt 2.7.2.1 erreichen:

$$i_{e0}^* = i_{e0,p\Sigma}^* + i_{e0,p\Delta0,Z9}^* \quad (2.87)$$

$$i_e^* = i_{e,p\Sigma}^* + i_{e,p\Delta0,Z6}^* + i_{e,p\Delta,Z6}^* + i_{e,p\Delta,Z10}^* \quad (2.88)$$

2.7.2.5 Strukturbilder der Leistungserzeugung

Die Abbildung 2.16 zeigt das Strukturbild der notwendigen Teilsysteme zur Ermittlung sowohl der drei Sollströme für die unterlagerten Stromregelkreise als auch der Null-Komponente der Ausgangsspannung.

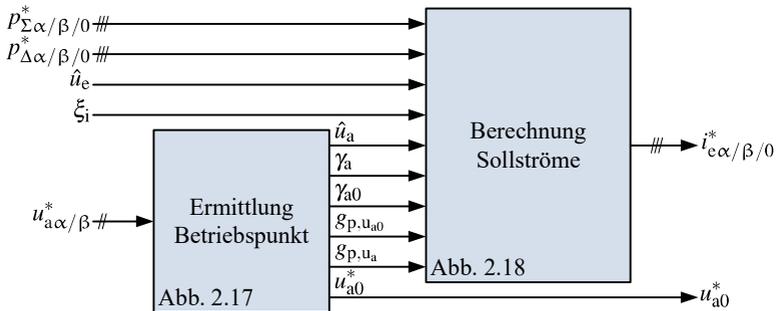


Abbildung 2.16: Strukturbild der Sollwertberechnung

Das Teilsystem „Ermittlung Betriebspunkt“ ermittelt anhand der Soll-Ausgangsspannungen $u_{a\alpha}^*$ und $u_{a\beta}^*$ die Amplitude der Ausgangsspannung \hat{u}_a , den Winkel der Ausgangsspannung γ_a , die Gewichtungsfaktoren $g_{p,u_{a0}}$ und g_{p,u_a} zur betriebspunktabhängigen Erzeugung der Leistungen, die Null-Komponente der Ausgangsspannung u_{a0}^* sowie deren Winkel γ_{a0} . Details zum Teilsystem sind in der Abbildung 2.17 dargestellt.

Das Teilsystem „Berechnung Sollströme“ berechnet anhand des aktuellen Betriebspunkts die Sollwerte für die Stromregelkreise anhand der in dem Abschnitt 2.7.2.1 gezeigten Berechnungsvorschriften. Details zum Teilsystem sind in der Abbildung 2.18 dargestellt.

Die Abbildung 2.17 zeigt die Berechnungsvorschrift zur Ermittlung der notwendigen Größen, welche für die Berechnung der Sollströme benötigt werden. Die Amplitude der Ausgangsspannung \hat{u}_a wird mithilfe des „Satz des Pythagoras“ berechnet. Der Winkel der Ausgangsspannung γ_a wird mit der arctan2-Funktion berechnet. Der Winkel der Ausgangsspannung wird zeitlich differenziert, um die momentane Kreisfrequenz der Ausgangsspannung ω_a zu ermitteln. Anhand des Betrags der Kreisfrequenz der Ausgangsspannung wird zum einen die Frequenz der Nullkomponente ω_{a0} anhand der Gleichung (2.86) festgelegt und zum anderen der Gewichtungsfaktor g_{p,ω_a} bestimmt. Der Winkel der Null-Komponente der Ausgangsspannung γ_{a0} wird durch die Integration von ω_{a0} berechnet. Der Gewichtungsfaktor g_{p,ω_a} ist eins, wenn der Betrag der Ausgangsspannungskreisfrequenz kleiner als $\omega_{a,\hat{u}_{a0}}$ ist. Der Gewichtungsfaktor g_{p,\hat{u}_a} wird abhängig von der Amplitude der Ausgangsspannung \hat{u}_a anhand einer gleitenden Umschaltung bestimmt. Von den beiden Gewichtungsfaktoren g_{p,ω_a} und g_{p,\hat{u}_a} wird der Maximalwert bestimmt und als Gewichtungsfaktor $g_{p,u_{a0}}$ definiert. Der Faktor $g_{p,u_{a0}}$ bewegt sich in dem Bereich zwischen 0 und 1. Der Faktor g_{p,u_a} bewegt sich ebenfalls in dem Bereich zwischen 0 und 1, allerdings gegenläufig zu $g_{p,u_{a0}}$. Die beiden Gewichtungsfaktoren $g_{p,u_{a0}}$ und g_{p,u_a} bestimmen, zu welchem Anteil die Sollleistungen mit der Ausgangsspannung bzw. mit der Null-Komponente der Ausgangsspannung erzeugt werden. Die Null-Komponente der Ausgangsspannung u_{a0}^* wird nur erzeugt, wenn der Gewichtungsfaktor $g_{p,u_{a0}}$ größer als 0 ist und somit eine Leistung mit der Null-Komponente der Ausgangsspannung erzeugt wird.

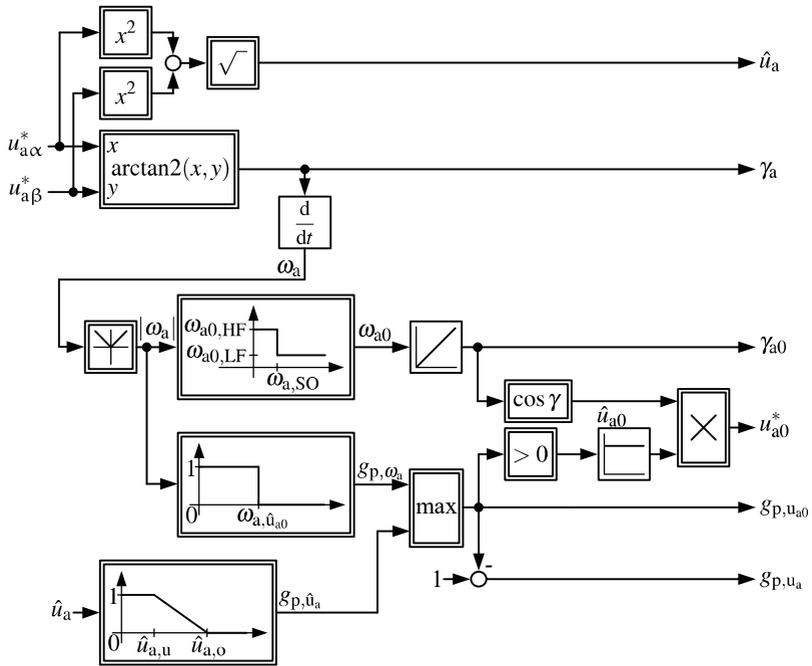


Abbildung 2.17: Strukturbild zur Ermittlung des Betriebspunkts

Die Abbildung 2.18 zeigt die Berechnung der Sollströme für die unterlagerten Stromregelkreise in Abhängigkeit der sechs Sollleistungen des überlagerten Energiereglers. Die Berechnungen werden anhand der Gleichungen aus dem Abschnitt 2.7.2.1 durchgeführt. Für die Leistungserzeugung der Differenzkomponenten ist hier der Einsatz der Gewichtungsfaktoren g_{p,u_a} und $g_{p,u_{a0}}$ ersichtlich. Anhand der Gewichtungsfaktoren wird die geforderte Sollleistung entweder mit der Ausgangsspannung oder der Null-Komponente der Ausgangsspannung erzeugt. Die von den einzelnen Komponenten berechneten Ströme werden komponentenweise addiert und an die Stromregelkreise übermittelt.

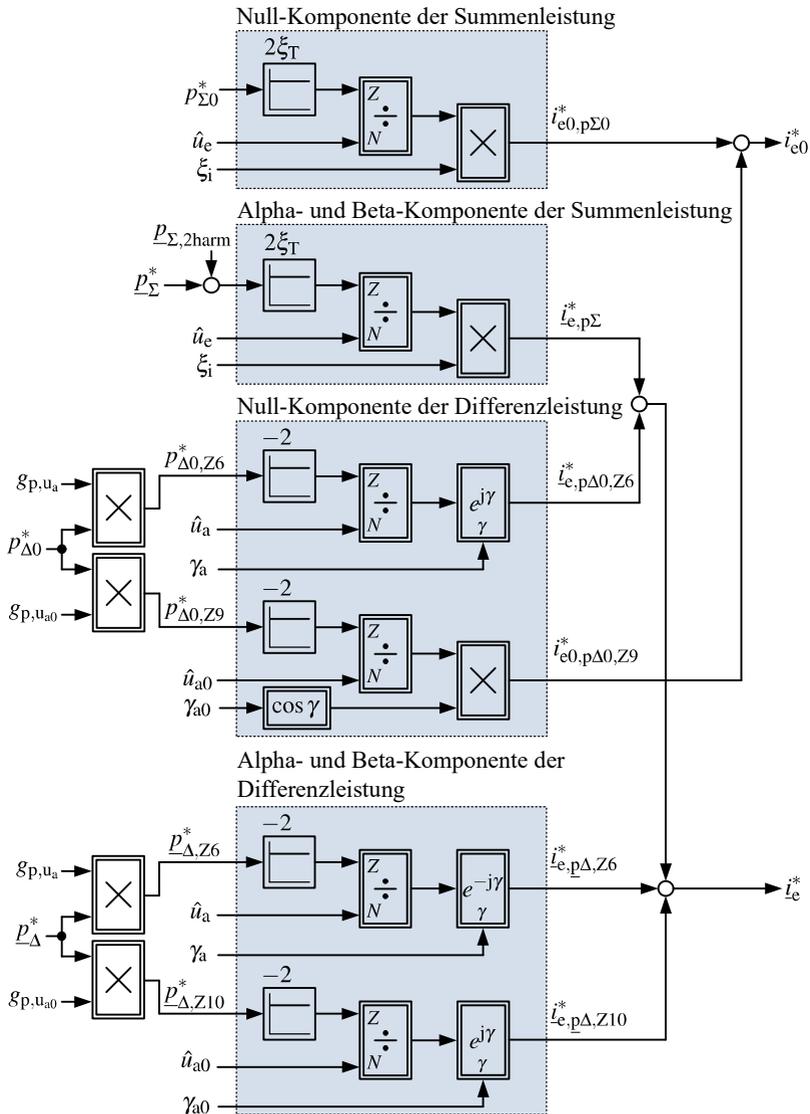


Abbildung 2.18: Strukturbild zur Berechnung der Sollströme aus den Sollleistungen

2.7.3 Stromregler

Dieser Abschnitt beschreibt die Regelung der Ströme $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ und i_{e0} für den inneren Regelkreis aus Abbildung 2.11. Der innere Regelkreis besteht aus drei nicht gekoppelten Regelstrecken welche in Abbildung 2.7 dargestellt sind. Die Struktur der Regelstrecke ist für die Komponenten $u_{L\alpha}$ und $u_{L\beta}$ identisch. Die Struktur der Regelstrecke für u_{L0} unterscheidet sich von den anderen Beiden durch die zusätzliche Gegenspannung u_e . Das Strukturbild für den Stromregelkreis ist in Abbildung 2.19 abgebildet.

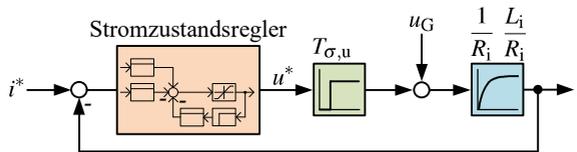


Abbildung 2.19: Strukturbild für den Stromregelkreis

Die Regelstrecke wird hierbei durch ein PT_1 -Glied mit der Verstärkung $1/R_i$ und der Zeitkonstanten L_i/R_i repräsentiert. Das Spannungsstellglied wird mit der Totzeit $T_{\sigma,u}$ modelliert und wird für die Reglerauslegung zu T_R gewählt. Als Stromregler kommt ein Stromzustandsregler mit endlicher Einstellzeit (Deadbeat-Verhalten) zum Einsatz, welcher den Sollstrom innerhalb einer Regelperiode einregelt. Die hohe Dynamik im Stromregelkreis ist aufgrund der rechteckförmigen Eingangsspannung und dem trapezförmigen Eingangstrom notwendig.

Der eingesetzte zeitdiskrete Stromzustandsregler ist in Abbildung 2.20 dargestellt und wurde aus [29, S. 194] übernommen und für den einphasigen Fall angepasst. Der Regler besteht aus dem Vorsteuerfaktor $K_{M,i}$, dem Proportionalbeiwert $K_{P,i}$, dem Totzeitbeiwert $K_{T,i}$ und dem Integrationsbeiwert $K_{I,i}$. Der Regler beinhaltet einen I-Anteil zur Korrektur von Stellfehlern durch das Stellglied sowie eine Beschränkung der Ausgangsgröße. Eingangsgrößen des Reglers sind die aus den Gleichungen (2.87) und (2.88) berechneten Sollwerte $i_{e\alpha}^*$, $i_{e\beta}^*$ und i_{e0}^* sowie die dazugehörigen Istwerte $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ und i_{e0} . Zusätzlich ist noch eine Vorsteuerung zur Störgrößenaufschaltung mithilfe von u_{G0} , $u_{G\alpha}$ und $u_{G\beta}$ vorhanden. Um eine Begrenzung der berechneten Stellgrößen $u_{L\alpha}^*$, $u_{L\beta}^*$ und u_{L0}^* zu ermöglichen, muss eine Begrenzung auf die Werte $\pm u_{L\alpha,max}$, $\pm u_{L\beta,max}$ und $\pm u_{L0,max}$ vorhanden sein.

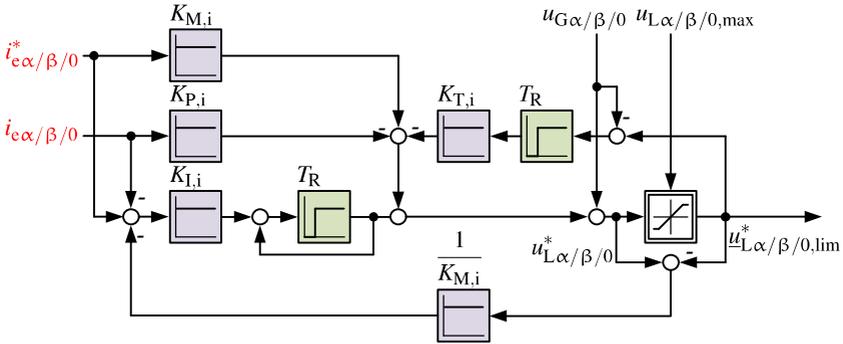


Abbildung 2.20: Strukturbild des zeitdiskreten Stromzustandsreglers mit Berücksichtigung der Rechenzeit von einer Regelperiode T_R [29]

Die Formeln zur Berechnung der Verstärkungsfaktoren für den Stromzustandsregler sind in den Gleichungen (2.89) bis (2.94) angegeben:

$$z_{w,i} = e^{-\frac{T_R}{\tau_{w,i}}} \quad (2.89)$$

$$z_{l,i} = e^{-\frac{T_R}{\tau_{l,i}}} \quad (2.90)$$

$$K_{M,i} = (1 - z_{w,i}) \cdot \frac{R_i}{1 - e^{-\frac{T_R}{\tau_i}}} \quad (2.91)$$

$$K_{l,i} = (1 - z_{l,i}) \cdot K_{M,i} \quad (2.92)$$

$$K_{T,i} = 1 - z_{w,i} - z_{l,i} + e^{-\frac{T_R}{\tau_i}} \quad (2.93)$$

$$K_{P,i} = \left((1 - z_{w,i}) \cdot (1 - z_{l,i}) + (1 - z_{w,i} - z_{l,i} + e^{-\frac{T_R}{\tau_i}}) \cdot e^{-\frac{T_R}{\tau_i}} \right) \cdot \frac{R_i}{1 - e^{-\frac{T_R}{\tau_i}}} \quad (2.94)$$

Hierbei ist zu beachten, dass je nach auszulegender Komponente und somit Regelstrecke sich der Widerstand R_i , die Induktivität L_i und die Gegenspannung u_G ändert. Für die Stromregler der Komponenten $i_{e\alpha}$ und $i_{e\beta}$ gilt:

$$R_i = 2 \cdot R \quad (2.95)$$

$$L_i = 2 \cdot L \quad (2.96)$$

$$u_{G\alpha} = u_{G\beta} = 0V \quad (2.97)$$

Hingegen gilt für den Stromregler der Komponente i_{e0} :

$$R_i = 2 \cdot R + 3 \cdot R_e \quad (2.98)$$

$$L_i = 2 \cdot L + 3 \cdot L_e \quad (2.99)$$

$$u_{G0} = u_e \quad (2.100)$$

Die Zeitkonstante der Regelstrecke bestimmt sich mithilfe nachfolgender Gleichung:

$$\tau_i = \frac{L_i}{R_i} \quad (2.101)$$

Als Freiheitsgrade für die Reglerauslegung sind die Zeitkonstante für das Führungsverhalten $\tau_{w,i}$ und die Integrationszeitkonstante $\tau_{I,i}$ zu wählen. Diese beiden Konstanten bestimmen jeweils die Eigenwerte $z_{w,i}$ und $z_{I,i}$. Da der Regler als Deadbeat-Regler mit endlicher Einstellzeit eingestellt werden soll, muss $\tau_{w,i} = 0s$ gewählt werden. Die Integrationszeitkonstante wurde zu $\tau_{I,i} = 1ms$ gewählt, um eventuell auftretende Ungenauigkeiten der Parameter und des Stellglieds zu kompensieren.

2.7.4 Begrenzungsstrategie

Dieser Abschnitt beschreibt die für den SPMCMC eingesetzte Begrenzungsstrategie für beide Regelkreise. Für den unterlagerten Stromregelkreis wird eine Spannungsbegrenzung eingesetzt. Für den überlagerten Energieregler wird eine Strombegrenzung eingesetzt. Die Begrenzungen sind notwendig, um unzulässig große Stellgrößen an den Stellgliedern zu vermeiden.

2.7.4.1 Begrenzung im Stromregelkreis

Das Stellglied des Stromreglers besteht aus den sechs Zweigen des MMCs, daher wird die maximale Zweigspannung durch die Zweigenergie bzw. die

davon abhängige Zweigkondensatorspannung begrenzt. Als maximal mögliche Stellspannung wird somit die kleinste aller sechs Zweigkondensatorspannungen benutzt:

$$u_{C,\min} = \min_{\forall} u_{Cxy} \quad (2.102)$$

Diese Spannung können auf jeden Fall alle sechs Zweige stellen und somit bewegt sich die nutzbare Zweigspannung in dem Bereich $[-u_{C,\min}, +u_{C,\min}]$. Generell sollte sichergestellt sein, dass die Regelung des SPMMCs erfolgreich durchgeführt werden kann. Dies bedeutet, dass die zur Verfügung stehende Spannung zu aller erst zur Regelung der internen Größen eingesetzt wird. Die restliche zur Verfügung stehende Spannung wird dann den Ausgangsklemmen zur Verfügung gestellt.

Bei der Regelung der internen Größen wird zuerst sichergestellt, dass die Spannung u_{L0}^* die höchste Priorität bekommt, da hier die Eingangsspannung u_e als Gegenspannung auftritt und es sonst bei nicht ausreichender Stellgröße zu sehr großen Strömen kommen kann. Somit gilt für das Limit der Stellgröße der Komponente i_{e0} :

$$u_{L0,\max} = u_{C,\min} \quad (2.103)$$

Die Spannungskomponenten $u_{L\alpha}^*$ und $u_{L\beta}^*$ bekommen die zweithöchste Begrenzungspriorität zugewiesen. Da es sich bei den Komponenten um einen Raumzeiger handelt, wird dieser nicht komponentenweise skalar, sondern in der Ebene begrenzt. Zum Einsatz kommt eine lineare Spannungsbegrenzung für Raumzeiger wie sie in Abbildung 2.21 dargestellt ist [30]. Hierbei werden die geforderten Spannungen $u_{L\alpha}^*$ und $u_{L\beta}^*$ als Raumzeiger u_L^* betrachtet. Die Amplitude des Raumzeigers u_L^* wird bei Überschreiten der Begrenzungsamplitude $\hat{u}_{L,\max}$ auf die Amplitude begrenzt. Der begrenzte Raumzeiger $u_{L,\lim}^*$ wird in seine kartesischen Komponenten zerlegt und dem Stromregler zur Begrenzung zugeführt.

Die nach der Begrenzung von u_{L0}^* zur Verfügung stehende Begrenzungsamplitude $\hat{u}_{L,\max}$ berechnet sich wie folgt:

$$\hat{u}_{L,\max} = u_{L0,\max} - u_{L0,\lim}^* \quad (2.104)$$

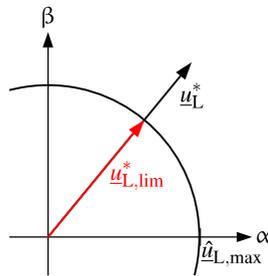


Abbildung 2.21: Lineare Spannungsbegrenzung eines Raumzeigers

Die für die Ausgangsspannung zur Verfügung stehende Amplitude $\hat{u}_{a,\max}$ berechnet sich mit folgender Gleichung unter Beachtung einer möglichen Nullkomponente in der Ausgangsspannung zur Symmetrierung:

$$\hat{u}_{a,\max} = \hat{u}_{L,\max} - |u_{L,\lim}^*| - \hat{u}_{a0} \quad (2.105)$$

Die ermittelte maximale Amplitude der Ausgangsspannung $\hat{u}_{a,\max}$ muss bei der Berechnung der Ausgangsspannung $u_{a\alpha}^*$ und $u_{a\beta}^*$ beachtet werden. Da der SPMCMC eine frei einstellbare Spannungsquelle darstellt, kann hier keine Aussage zur konkreten Begrenzung der Ausgangsspannung getroffen werden, da dies vom eingesetzten Regler sowie der Last abhängt.

Um einen ordnungsgemäßen Betrieb des SPMCMCs sicherzustellen, muss bei der Auslegung darauf geachtet werden, dass die Zweigkondensatorspannungen einen unteren Schwellenwert nicht unterschreiten. Die Details zur Auslegung sind in Kapitel 3 beschrieben.

2.7.4.2 Begrenzung im Energiereglerkreis

Eine Begrenzung der vom Energiereglerkreis geforderten Leistung kann durch zwei Ursachen auftreten. Der erste Grund besteht darin, dass aufgrund einer fehlenden Spannungsreserve im Stromregelkreis der geforderte Strom nicht einstellbar ist. Dies führt dementsprechend zu einer Fehlleistung aus Sicht des Energiereglers. Allerdings ist die Rückrechnung von einem Fehlstrom im Strom-

regelkreis auf die entsprechende Fehlleistung sehr aufwendig, da keine klare Trennung zwischen den geforderten Leistungen und den berechneten Strömen vorliegt. Dieses Problem kann umgangen werden, indem bei der Auslegung des SPMMCs die für die Regelung des SPMMCs notwendigen minimalen Zweigspannungen bestimmt und während des Betriebs eingehalten werden.

Der zweite Grund zur Begrenzung besteht darin, dass die maximale Stromtragfähigkeit der Zweige nicht überschritten werden darf. Hierfür kann für jeden Stromanteil aus der Leistungserzeugung (siehe Abschnitt 2.7.2.1) ein Grenzwert für die Ströme festgelegt werden. Somit werden nicht die Sollströme i_{e0}^* und i_e^* begrenzt, sondern die sechs Komponenten aus denen sie sich zusammensetzen, siehe Gleichungen (2.87) und (2.88). Unter der Annahme, dass der SPMMC symmetrisch aufgebaut ist und nur dessen geringfügigen Bauteiltoleranzen unterliegt, sind die geforderten Leistungen der Energieregler, mit der Ausnahme von $p_{\Sigma 0}^*$, klein. Die Leistung $p_{\Sigma 0}^*$ sorgt für den Leistungsaustausch mit der Eingangsseite und ist somit durch die Leistungsabgabe über die Ausgangsseite bestimmt. Eine weitere Ausnahme bildet die Leistung p_{Σ}^* . Hier können ebenfalls größere Leistungen auftreten, allerdings nicht durch den Energieregler, sondern durch die Vorsteuerung zur Kompensation des Energiehubs bei kleinen Ausgangsfrequenzen. Diese beiden Ausnahmen müssen bei der Wahl der Stromgrenzen beachtet werden.

Die Komponenten des Sollstroms i_{e0}^* werden einer einfachen skalaren Begrenzung unterzogen. Im Falle einer Begrenzung wird die begrenzte Leistung proportional dem Verhältnis aus begrenztem und unbegrenztem Strom angepasst. Die Komponenten des Sollstromraumzeigers i_e^* werden einer linearen Begrenzung unterzogen, vergleiche Abbildung 2.21. Im Falle einer Begrenzung wird die begrenzte Leistung proportional dem Verhältnis aus begrenzter und unbegrenzter Amplitude des Raumzeigers angepasst. Die begrenzten Leistungen werden zu den Energieregler zurückgeführt und verhindern einen Wind-Up-Effekt des I-Anteils.

2.8 Modulation

In der bisherigen Betrachtung wurde jeder Zweig als eine beliebige, innerhalb der Grenzen der Zweigkondensatorspannung einstellbare Spannungsquelle betrachtet.

Aufgabe der Modulation ist es, innerhalb einer Modulationsperiode T_M mithilfe der Reihenschaltung von N Zellen im zeitlichen Mittel die Zweigspannung u_{xy} zu realisieren. Zusätzlich muss die Modulation auch eine Symmetrierung der Kondensatorspannung innerhalb eines Zweiges durchführen. Diese Aufgaben kann in die Teilaufgaben Modulation, Sortierung und Auswahlalgorithmus unterteilt werden. Diese werden hier nun nacheinander behandelt.

2.8.1 Modulationsverfahren

Bei der Familie der Modularen-Multilevel Umrichter gibt es grundlegend zwei unterschiedliche Verfahren zur Realisierung der Modulation. Die Verfahren, welche ohne eine Pulsweitenmodulation (PWM) im Zweig realisiert werden, wie beispielsweise die Staircase-Modulation² [31], werden hier nicht näher betrachtet. Bei diesen Verfahren kann die mittlere Zweigspannung während einer Modulationsperiode nur in Stufen der Zellkondensatorspannungen eingestellt werden. Dies führt bei niedrigen Stufenzahlen zu großen Oberschwingungen in der Zweig- und Ausgangsspannung im Vergleich zu den Verfahren mit einer PWM.

Als Verfahren, welche eine PWM einsetzen, zählen die Phase Shifted-PWM (PS-PWM) und die Phase Disposition-PWM (PD-PWM). Diese Verfahren basieren auf einer PWM mit Trägersignalen. Die Trägersignale weisen in der Regel einen symmetrischen und dreieckförmigen Verlauf auf. Bei der PS-PWM werden N voneinander um $360^\circ/N$ verschobene Trägersignale mit identischen Minimal- und Maximalwerten generiert, siehe Abbildung 2.22 (a). Dies bedeutet, dass jede Zelle ein separates Trägersignal besitzt und innerhalb einer Trägersignalperiode T_T jede Zelle einmal vom Freilauf in einen aktiven Schaltzustand und zurückschaltet. Aus dem Spannungsverlauf am Zweig kann hieraus die Modulationsperiode T_M abgeleitet werden und berechnet sich nach $T_M = T_T/N$. Als Modulationsperiode wird hier der Zeitraum bezeichnet, in dem der Mittelwert der Zweigspannung u_{xy} dem Sollwert u_{xy}^* entspricht und die Zweigspannung u_{xy} einen mittensymmetrischen Verlauf aufweist. Die Ansteuersignale der Halbleiter werden durch einen Vergleich zwischen dem Referenzsignal und der Trägersignale der Zellen ermittelt. Die resultierenden Spannungen an den Zellanschlüssen u_{xyz} sind in der Abbildung 2.22 (a) für alle Zellen dargestellt. Die resultierende Zweigspan-

²Ebenfalls unter Blocktaktung bekannt

nung u_{xy} ist im unteren Diagramm zu sehen. Bei diesem Verfahren stehen die benutzten Zellen zur Spannungsbildung im Zweig unabhängig von deren Zellkondensatorspannung fest. Um dennoch eine Symmetrierung der Zellspannungen zu erreichen, kann das Referenzsignal jeder Zelle durch einen P-Regler in Abhängigkeit der Zellkondensatorspannung modifiziert werden. Dies führt allerdings dazu, dass die Zweigspannungen u_{xy} nicht exakt den sechs Zweigsollspannungen u_{xy}^* innerhalb einer Modulationsperiode T_M entsprechen.

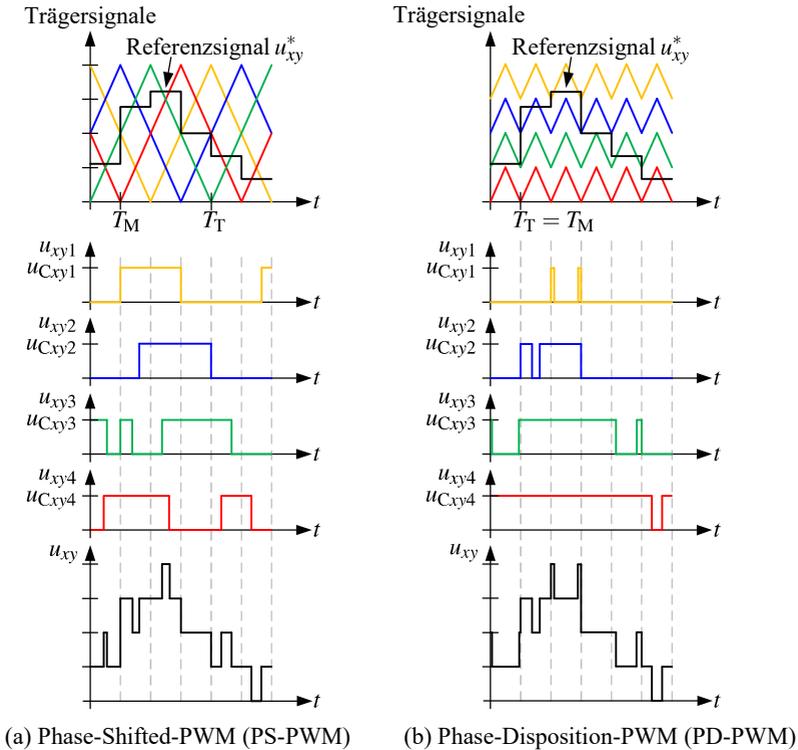


Abbildung 2.22: Modulationsarten innerhalb eines Zweigs mit $N = 4$ Zellen

Bei der PD-PWM besitzen alle Zellen eines Zweiges die gleiche Phasenlage bezüglich der Trägersignale, siehe Abbildung 2.22 (b). Im Unterschied zur PS-PWM haben die einzelnen Träger eine um den Faktor $1/N$ verkleinerte Amplitude und sind so mit einem Offset beaufschlagt, so dass diese nahtlos übereinander

platziert sind. Hierbei entspricht somit die Modulationsperiode T_M der Trägersignalperiode T_T . Um die gleiche Modulationsperiode T_M wie bei der PS-PWM zu erreichen, muss T_T auf den Faktor $1/N$ verkleinert wie bei der PS-PWM gewählt werden. Die durch die Modulation resultierenden Zellspannung sowie die Zweigspannung sind ebenfalls in der Abbildung 2.22 (b) dargestellt. Die Symmetrierung der Zellspannungen erfolgt in diesem Fall durch ein sinnvolles Tauschen der Offsets der einzelnen Trägersignale. Vorteil dieses Verfahrens ist es, dass die Referenzsignale für die einzelnen Zellen zur Symmetrierung nicht modifiziert werden müssen. Abgesehen von der zeitlichen Auflösung, bedingt durch die digitale Implementation der PWM, entspricht der Mittelwert der Zweigspannung der Zweigsollspannung. Aus diesem Grund wird in dem SPMMC die PD-PWM eingesetzt und im Nachfolgenden näher erläutert.

2.8.2 Sortierung der Zellspannungen

Der Sortieralgorithmus dient dazu, dem nachgeschalteten Auswahlalgorithmus eine Liste der Zellkondensatorspannungen bereitzustellen. Anhand dieser Liste wird dann bestimmt, welche Zellen mit der Spannung 0 V und welche Zellen mit ihrer Zellkondensatorspannung zur Bildung der Zweigspannung beitragen sollen. Der Sortieralgorithmus benötigt hierfür alle N Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ eines Zweiges. Anhand des Vorzeichens der Zweigleistung der kommenden Modulationsperiode wird die Sortierrichtung, also auf- oder absteigend, beeinflusst. Tritt eine positive Zweigleistung auf, bedeutet dies, dass die eingesetzten Zellen ihre Kondensatorspannungen erhöhen. Tritt eine negative Zweigleistung auf, bedeutet dies, dass die eingesetzten Zellen ihre Kondensatorspannungen verringern. Tritt eine positive Zweigleistung auf, sollte die Zelle mit der kleinsten Zellkondensatorspannung zuerst benutzt werden, d. h. die Zellen sollten aufsteigend anhand der Zellkondensatorspannung sortiert werden. Tritt eine negative Zweigleistung auf, sollte die Zelle mit der größten Zellkondensatorspannung zuerst benutzt werden, d. h. die Zellen sollten absteigend anhand der Zellkondensatorspannung sortiert werden. Dies führt dann innerhalb eines Zweiges zu einer Symmetrierung der Zellkondensatorspannung.

Als Sortieralgorithmus stehen unterschiedliche Varianten zur Verfügung [23]. Die Wahl des Sortieralgorithmus beeinflusst die mittlere Schaltfrequenz der Zellen sowie die Qualität der Symmetrierung der Zellkondensatorspannungen. Bei dem SPMMC wird hoher Wert auf die Qualität der Ausgangsspannung gelegt. Aus die-

sem Grund wird das „Verfahren der vollständigen Sortierung“ eingesetzt. Hierbei werden durch den Sortieralgorithmus bei jeder Modulationsperiode alle Zellen unabhängig vom vorherigen Zustand vollständig sortiert. Dieses Verfahren führt zwar zur höchsten mittleren Schaltfrequenz der Zellen, aber auch zur besten Symmetrierung der Zellkondensatorspannungen [23]. Dies wiederum führt zu einem Spektrum mit weniger Oberschwingungen. Die, je nach Leistungsvorzeichen, sortierte Liste wird mit $L(k)$ bezeichnet. Die Liste $L(k)$ enthält die Indizes der anhand der Zellkondensatorspannung sortierten Zellen. Die Variable k beschreibt hierbei den Index innerhalb der Liste $\{k \in \mathbb{N} | 1 \leq z \leq N\}$. Die sortierte Liste wird dann dem Auswahlalgorithmus übergeben.

2.8.3 Auswahlalgorithmus

Der nächste Schritt besteht darin die Sollspannung aller Zellen eines Zweiges zu bestimmen. Hierzu wird die nach der Höhe der Zellkondensatorspannungen sortierte Liste $L(k)$ mit den Indizes der Zellen benötigt. Der Ablauf des Auswahlalgorithmus ist in der Abbildung 2.23 dargestellt.

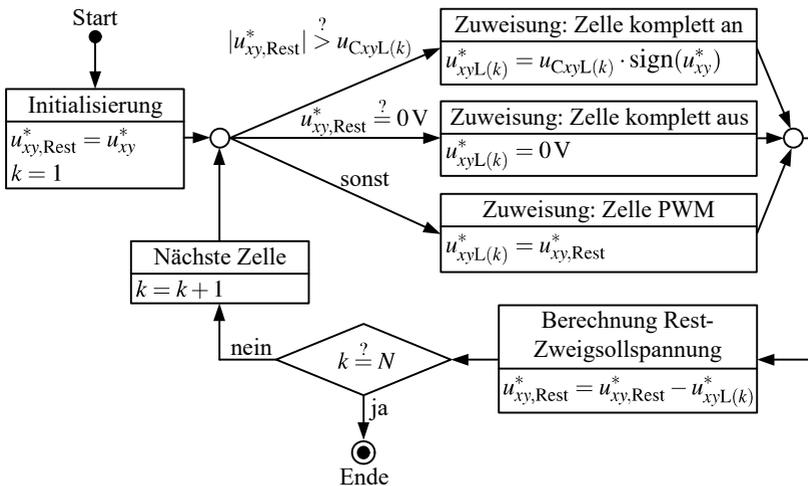


Abbildung 2.23: Ablaufdiagramm zur Ermittlung der Zellsollspannungen u_{xyz}^*

Zu Beginn wird in dem Zustand „Initialisierung“ die Variable der Rest-Zweigsollspannung $u_{xy,Rest}^*$ mit der Zweigsollspannung u_{xy}^* initialisiert und die Laufvariable k auf eins gesetzt. Im nächsten Schritt wird anhand der Rest-Zweigsollspannung entschieden, welche Zellsollspannung die Zelle $L(k)$ erhält. Ist der Betrag der Rest-Zweigsollspannung größer als die Zellkondensatorspannung $u_{C_{xyz}}$ mit $z = L(k)$ wird für die aktuelle Zelle als Sollwert deren Zellkondensatorspannung gewählt und das Vorzeichen entsprechend dem Vorzeichen der Zweigsollspannung gewählt. In diesem Fall ist die Zelle für die komplette Modulationsperiode an der Spannungsbildung beteiligt. Ist die Rest-Zweigsollspannung 0 V , wird für die aktuelle Zelle eine Zellsollspannung von 0 V vorgegeben. In diesem Fall ist die Zelle die komplette Modulationsperiode nicht an der Spannungsbildung beteiligt. Ist die Rest-Zweigsollspannung kleiner als die Zellkondensatorspannung der aktuellen Zelle, wird als Zellsollspannung die momentane Rest-Zweigsollspannung vorgegeben. In diesem Fall erzeugt die Zelle mithilfe der PWM während der Modulationsperiode die gewünschte Spannung. Nach der Zuweisung der Zellsollspannung wird ein neuer Wert für die Rest-Zweigsollspannung berechnet, indem die Zellsollspannung der aktuellen Zelle von der bisherigen Rest-Zweigsollspannung abgezogen wird. Anschließend wird überprüft, ob die Zellsollspannung für jede Zelle berechnet wurde. Falls nicht, wird der Index k um eins erhöht und der Algorithmus beginnt von vorne. Wenn für alle Zellen eine neue Zellsollspannung berechnet wurde, wird der Algorithmus beendet. Die Zellsollspannungen werden anschließend an die Zellen gesendet und diese bilden die gewünschte Spannung an deren Zellanschlüssen.

Die Abbildung 2.24 zeigt das Ergebnis des Auswahlalgorithmus grafisch für vier Zellen mit $L = (4,1,3,2)$. Die Liste L wurde beispielsweise, aufgrund einer positiven Zweigleistung, anhand der Zellkondensatorspannungen aufsteigend sortiert. Die Zelle 4 hat die kleinste Zellkondensatorspannung. Aus diesem Grund ist diese auf der ersten Position der Liste $L(1)$. Diese wird dementsprechend als erstes zur Bildung der Spannung im Zweig eingesetzt. Daraufhin erfolgt der Einsatz der Zelle 1, da diese an der zweiten Position der Liste $L(2)$ steht, usw. Die Zelle 4 und 1 sind die komplette Modulationsperiode an der Spannungsbildung im Zweig beteiligt. Die Zelle 3 erzeugt ihre Spannung an den Zellanschlüssen mithilfe einer PWM. Die Zelle 2 ist die komplette Modulationsperiode nicht an der Spannungsbildung im Zweig beteiligt.

Die Art des Auswahlalgorithmus führt dazu, dass maximal eine Zelle im Zweig je Modulationsperiode eine PWM durchführt. Die restlichen Zellen behalten während der Modulationsperiode ihren Schaltzustand. Zusätzlich kann es durch

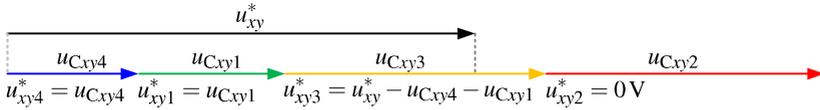


Abbildung 2.24: Wahl der Sollspannungen für $N=4$ Zellen bei positiver Zweigleistung mit $u_{Cxy4} < u_{Cxy1} < u_{Cxy3} < u_{Cxy2}$

den Sortieralgorithmus oder Änderung der Zweigsollspannung zu weiteren Umschaltvorgängen bei den Zellen kommen.

Mithilfe der Sortierung, des Auswahlalgorithmus und der Modulation wird somit eine Symmetrierung der Zellkondensatorspannungen innerhalb eines Zweiges sichergestellt. Die Symmetrierung der sechs Zweigkondensatorspannungen wird von der überlagerten Energie- und Stromregelung sichergestellt.

2.8.4 Zweigleistungsprädiktion

Dem Sortieralgorithmus muss für die kommende Modulationsperiode die auftretende Zweigleistung bekannt sein, um die korrekte Sortierreihenfolge zu wählen. Zu Beginn der Modulationsperiode ist das Vorzeichen der Zweigspannung bekannt. Das Stromvorzeichen des Zweigstroms kann sich während einer Modulationsperiode ändern. Dies tritt besonders beim SPMCMC in einer sehr ausgeprägten Form auf, da der trapezförmige Eingangsstrom i_e innerhalb von zwei Regelperioden reversiert wird. Die Zweigströme i_{xy} setzen sich aus den drei geregelten MMC-Strömen i_{e0} , $i_{e\alpha}$ und $i_{e\beta}$ und den drei Ausgangsströmen $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$ und i_{a0} zusammen, siehe Gleichungen (2.43) und (2.44). Um den Mittelwert der Zweigströme während der kommenden Modulationsperiode zu ermitteln, benötigt man die Zweigströme zu Beginn und am Ende der kommenden Modulationsperiode. Die zeitlichen Verhältnisse sind in Abbildung 2.25 dargestellt. Zum Zeitpunkt t_k werden die aktuellen Zweigströme gemessen, dann wird bis spätestens zum Zeitpunkt t_{k+1} die Energie- und Stromregelung berechnet und die sechs Zweigsollspannungen an den Modulator übergeben. Zu diesem Zeitpunkt muss das Vorzeichen der auftretenden Zweigleistung bekannt sein, um die Sortierung für den Zeitbereich von t_{k+1} bis t_{k+2} korrekt wählen zu können.

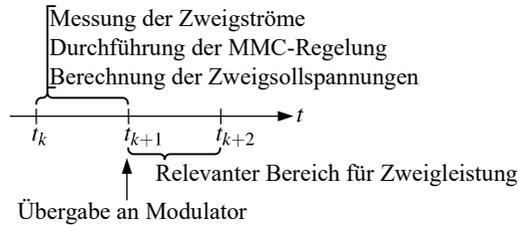


Abbildung 2.25: Zeitliche Darstellung zur Prädiktion der Zweigleistungen

Um die Zweigströme am Ende der Modulationsperiode t_{k+2} zu bestimmen, müssen diese vom Zeitpunkt t_k um zwei Taktschritte voraus prädiziert werden. Die MMC-Ströme müssen nicht gezielt prädiziert werden, da die Sollwerte zum Zeitpunkt t_k die Istwerte zum Zeitpunkt t_{k+2} darstellen. Dieser Ansatz ist möglich, da die Stromregler ein Deadbeat-Verhalten aufweisen und unter der Annahme, dass keine Spannungsbegrenzung eintritt, die Istwerte eine Regelperiode später den Sollwerten entsprechen. Um die auftretenden Ausgangsströme zum Zeitpunkt t_{k+2} bestimmen zu können, wird angenommen, dass sich weder die Amplitude noch die Winkelgeschwindigkeit des Ausgangsstromraumzeigers ändert. Hierzu wird der zum Zeitpunkt t_k gemessene Ausgangsstromraumzeiger um den Winkel von zwei Regelperioden $2T_R$ weitergedreht. Somit hat man alle Größen zum Zeitpunkt t_{k+2} ermittelt. Die prädizierten Ströme werden nun anhand der Gleichungen (2.43) und (2.44) in die sechs Zweigströme zurück transformiert. Um die während des Zeitbereichs von t_{k+1} bis t_{k+2} wirksamen mittleren Ströme zu erhalten, werden die arithmetischen Mittelwerte der aktuell prädizierten Ströme und die um einen Abtastschritt verzögerten prädizierten Ströme berechnet. Die Vorzeichen der arithmetischen Mittelwerte werden anschließend zur Bestimmung der Zweigleistungen eingesetzt.

2.8.5 Modulation innerhalb einer Zelle

Dieser Abschnitt behandelt die Modulation innerhalb einer Vollbrücken-Zelle. Hierfür ist in der Abbildung 2.26 der Schaltplan einer Zelle dargestellt (in Anlehnung an Abbildung 2.3).

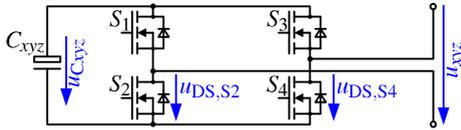


Abbildung 2.26: Schaltplan einer Vollbrücken-Zelle zur Erläuterung der Modulation

Die Modulation einer Vollbrücken-Zelle funktioniert nach dem Prinzip der „alternierenden Taktung“ und ist in der Abbildung 2.27 dargestellt. Die Zelle erzeugt ein Trägersignal mit der Periode $T_T = 2T_M$. Die Halbbrücke bestehend aus S_1 und S_2 wird durch den Aussteuergrad a_{S1} gesteuert. Die Halbbrücke bestehend aus S_3 und S_4 wird durch den Aussteuergrad a_{S3} gesteuert. Die Aussteuergrade werden jeweils zu Beginn einer Modulationsperiode übernommen und während der Modulationsperiode konstant gehalten. Die Aussteuergrade werden nach den Gleichungen (2.106) und (2.107) berechnet.

$$a_{S3} = \frac{u_{xyz}^*}{u_{C_{xyz}}} \quad (2.106)$$

$$a_{S1} = -\frac{u_{xyz}^*}{u_{C_{xyz}}} = -a_{S3} \quad (2.107)$$

Die Ansteuersignale der MOSFETs und somit die Spannungen jeder Halbbrücke $u_{DS,S4}$ und $u_{DS,S2}$ entstehen durch Vergleich der Aussteuergrade mit dem Trägersignal. Die resultierende Ausgangsspannung der Zelle u_{xyz} ist ebenfalls dargestellt. Hier erkennt man, dass durch die symmetrische Wahl der Aussteuergrade ebenfalls eine mittensymmetrische Ausgangsspannung innerhalb einer Modulationsperiode entsteht. Zudem sind die resultierenden Schaltzustände dargestellt, vergleiche Tabelle 2.1.

Mit der alternierenden Taktung ist somit eine einfache Ansteuerung der Vollbrücke möglich. Einzig bei einer Zweigsollspannung von 0V muss darauf geachtet werden, dass keine unnötigen Schaltvorgänge durchgeführt werden. In diesem Fall sind die beiden Aussteuergrade a_{S1} und a_{S3} null und somit würde während einer Periode des Trägersignals eine Umschaltung zwischen 0_- und 0_+ stattfinden. Dies lässt sich durch eine vorgelagerte Logik umgehen, in dem passend zum Trägersignal die Aussteuergrade $a_{S1} = a_{S3} = +1$ oder $a_{S1} = a_{S3} = -1$ vorgegeben werden. Dies resultiert dann für eine komplette Modulationsperi-

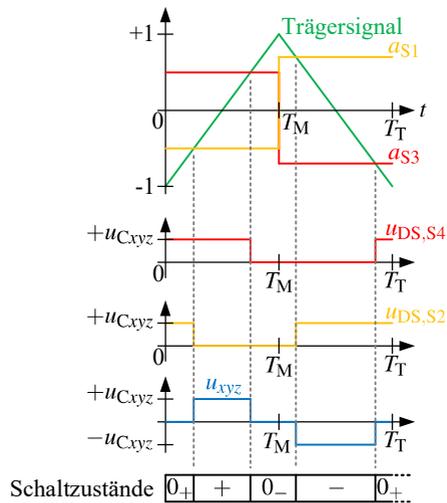


Abbildung 2.27: Darstellung der Modulation bei einer Vollbrücken-Zelle

oder entweder in dem Schaltzustand 0_- oder 0_+ und verhindert somit unnötige Umschaltungen.

2.8.6 Betrachtung der Modulation für eine Phase

Bei der PD-PWM gibt es zwei Varianten zur Realisierung der Trägersignale im p- und n-Zweig einer Phase. Das Trägersignal kann entweder gleichphasig (0°) oder phasenversetzt (180°) zwischen dem p- und n-Zweig sein. Die gleichphasige Taktung führt zu einer kleineren Rippel-Spannungszeitfläche am Ausgang und zu einer größeren Rippel-Spannungszeitfläche an der Zweiginduktivität L als die phasenversetzte Taktung. Die Rippel-Spannungszeitfläche ist ein Maß für den auftretenden Stromrippel an der Last- oder Zweiginduktivität. [23]

Bei dem SPMCMC wird hoher Wert auf die Qualität der Ausgangsspannung sowie dem auftretenden Rippelstrom am Ausgang gelegt. Aus diesem Grund wurde die gleichphasige Taktung gewählt.

2.9 Aufwandsarme Erhöhung der Modulationsfrequenz

Die Anforderungen an eine universelle Drehspannungsquelle beinhalten eine kurze Reaktionszeit der Ausgangsspannung, um schnell auf Änderungen an der Ausgangsseite reagieren zu können. Die Ausgangsspannung kann bei jeder Modulationsperiode beliebig verändert werden. Bei den in der Literatur bekannten MMCs ist die Modulationsperiode T_M streng an die Regelperiode T_R geknüpft. Dies bedeutet, dass $T_M = T_R$ gewählt wird. Somit wird die kürzeste Modulationsperiode durch die Zeitdauer des DSPs zur Berechnung der Regelalgorithmen limitiert. Der im Aufbau eingesetzte DSP ermöglicht es, die Regelalgorithmen in $\approx 70\mu\text{s}$ zu berechnen. Diese Zeitdauer ist als Modulationsperiode für den SPMCMC mit der Anwendung als PHIL-Emulator zu groß und sollte verringert werden, siehe Kapitel 6. Eine Modulationsperiode in dem Bereich $1..10\mu\text{s}$ ist wünschenswert. Um die Modulationsperiode weiter verringern zu können, sind folgende Ansätze denkbar:

Zur schnelleren Berechnung des Regelalgorithmus könnte ein schnellerer DSP eingesetzt werden. Allerdings ist aufgrund der Komplexität der Regelung nicht zu erwarten, dass die gewünschte Regelperiode von $1..10\mu\text{s}$ erreicht wird. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Regelung auf einem Field Programmable Gate Array (FPGA) zu implementieren. Mit diesem Ansatz wäre es möglich die gewünschte Regelperiode zu erreichen. Allerdings muss hierzu die gesamte Regelung in eine Fixed-Point-Darstellung konvertiert werden und diverse trigonometrische Funktionen, wie \sin , \cos und \arctan , auf dem FPGA implementiert werden. Bei der Implementierung muss darauf geachtet werden, dass keine Überläufe in den Signalen auftreten sowie alle Timings innerhalb des FPGAs eingehalten werden. Dies gestaltet sich durch die Komplexität der Regelung als sehr aufwendig und erfordert bei einer Änderung in der Regelungsstruktur eine erneute Prüfung der Timings sowie Wertebereiche der Signale.

In [E4] wurde erstmals eine hybride Steuerung für MMCs vorgestellt. Bei der hybriden Steuerung wird zum einen die Regelperiode von der Modulationsperiode losgelöst und zum anderen wird durch die entkoppelte Steuerung eine hohe Updatefrequenz der Ausgangsspannung trotz großer Regelperiode erreicht. Die konventionelle Regelungsstruktur eines MMCs ist in Abbildung 2.28 dargestellt. Der FPGA übermittelt die sechs Zweigsummenenergien und die

sechs Zweig-Istströme an den DSP. Der Ausgangsspannungsraumzeiger kann beliebig vorgegeben werden. Der DSP transformiert dann die Energien und Ströme, um hiermit die MMC-Regelung durchführen zu können. Die drei Soll-Zweiginduktivitätsspannungen $u_{L\alpha}^*$, $u_{L\beta}^*$ und u_{L0}^* , die Null-Komponente der Ausgangsspannung u_{a0}^* und der Ausgangsspannungsraumzeiger $u_{a\alpha}^*$ und $u_{a\beta}^*$ werden darauffolgend in die sechs Zweigsollspannungen zurück transformiert und wieder an den FPGA übermittelt. Dieser führt dann die Sortier- und Auswahlalgorithmen durch und übermittelt die Sollspannungen an die Zellen. Die Vorgänge im DSP und FPGA finden immer zur Regel- und Modulationsperiode statt.

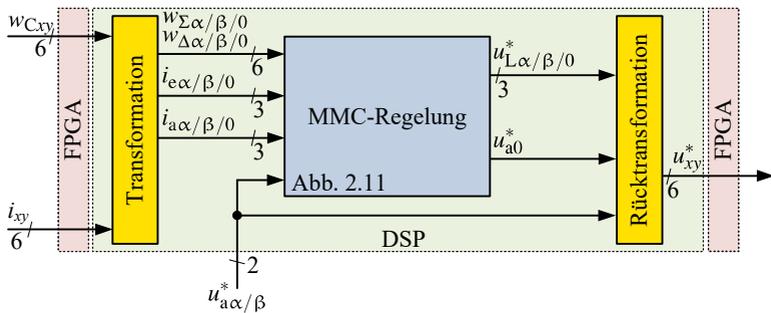


Abbildung 2.28: Übersicht der Struktur einer konventionellen MMC-Regelung

Das Konzept der hybriden Steuerung des MMCs ist es, die entkoppelte Steuerung nicht nur zur getrennten Steuerung der Zweiginduktivitätsspannungen und der Ausgangsspannung zu nutzen, sondern um die Zweiginduktivitätsspannungen und die Ausgangsspannung mit unterschiedlichen Zeitskalen verändern zu können. Ziel ist es, die gewünschte Ausgangsspannung mit jeder Modulationsperiode vorzugeben und am Ausgang des MMCs zu stellen. Die durch die MMC-Regelung berechneten Zweiginduktivitätsspannungen müssen jede Regelperiode verändert werden. Wird die Regelperiode auf ein Vielfaches der Modulationsperiode gewählt, können somit die Ausgangsspannung und die Zweiginduktivitätsspannungen mit unterschiedlichen Periodendauern vorgegeben werden.

Die Struktur der hybriden Steuerung ist in Abbildung 2.29 dargestellt. Die Grundstruktur ist die gleiche wie in Abbildung 2.28, allerdings werden die Transformation und die Rücktransformation nun auf dem FPGA berechnet. Die

aufwendige MMC-Regelung verbleibt weiterhin auf dem DSP. Die Regelperiode wird auf ein ganzzahliges Vielfaches der Modulationsperiode $T_R = k_I \cdot T_M$ mit dem Interleaving-Faktor $k_I \in \mathbb{N} \setminus \{0\}$ festgelegt. Der DSP wird weiterhin mit der Regelperiode betrieben und der FPGA führt die Berechnungen mit der Modulationsperiode durch. Dies führt dazu, dass die Zweiginduktivitätsspannung sowie die Null-Komponente nur alle k_I -Modulationsperioden vom DSP geändert werden. Der Ausgangsspannungsraumzeiger kann hingegen jede Modulationsperiode geändert werden, da die Rücktransformation auf dem FPGA stattfindet.

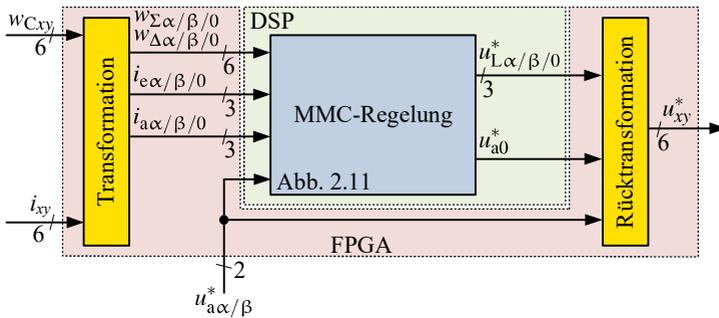
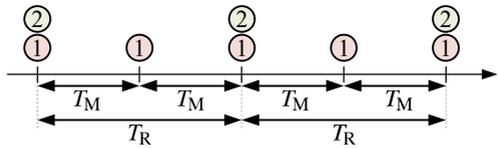


Abbildung 2.29: Übersicht der Struktur der hybriden Steuerung des MMCs

Der zeitliche Ablauf der hybriden Steuerung ist in Abbildung 2.30 für $k_I = 2$ dargestellt. Zu den Zeitpunkten ① wird jeweils die Transformation, die Ausgangsspannung und die Rücktransformation auf dem FPGA berechnet. Die Ausgangsspannungen werden ebenfalls jede Modulationsperiode den Sollwerten angepasst, die Zweigsollspannungen und die Null-Komponente der Ausgangsspannung werden nur geändert, wenn die MMC-Regelung berechnet wurde. Falls die MMC-Regelung nicht berechnet wurde, werden die Werte aus der letzten Berechnung der MMC-Regelung beibehalten. Zu den Zeitpunkten ② findet die Berechnung der neuen Zweigsollspannungen und der Null-Komponente der Ausgangsspannung statt und müssen dann rechtzeitig zum Beginn der Berechnung der Rücktransformation an den FPGA übergeben werden.

Die Struktur der MMC-Regelung ändert sich hierdurch nicht. Es müssen lediglich die Transformationen auf dem FPGA anstatt auf dem DSP berechnet werden. Am Prinzip der Regelung ändert sich ebenfalls nichts, da aufgrund

Abbildung 2.30: Zeitablauf der hybriden Steuerung mit dem Interleaving-Faktor $k_1 = 2$

der entkoppelten Steuerung trotz der unterschiedlichen Zeitskalen die korrekte Spannung über den Zweiginduktivitäten anliegt. Lediglich bei der Leistungserzeugung in Kombination mit der Ausgangsspannung muss auf die korrekte Phasenlage der eingeregelter Ströme geachtet werden. Die Leistungserzeugung erhält zum Zeitpunkt ② die Ausgangsspannung, welche schon während der Berechnung der MMC-Regelung an die Zweige gestellt wird. Dies gilt für die zwei Leistungskomponenten $p_{\Delta 0, Z6}$ und $p_{\Delta, Z6}$.

Der Vorteil der hybriden Steuerung liegt in dem geringen Implementierungsaufwand. Letztlich müssen nur die Transformationen und die Berechnung der Ausgangsspannung auf dem FPGA implementiert werden. Die Transformationen bestehen aus Additionen und Multiplikationen, welche sich einfach implementieren lassen. Die Komplexität der Berechnung der Ausgangsspannung hängt von der Art der Anwendung ab. Diese reicht von einer einfachen Berechnung der Ausgangsspannung als ideale Spannungsquelle bis hin zu einer komplexen Regelung für Maschinen oder PHIL-Emulatoren für Maschinen- und Netzanwendungen, siehe Kapitel 6.

Abschließend gilt anzumerken, dass die hybride Steuerung für alle Topologien anwendbar ist, bei denen aufgrund einer entkoppelten Steuerung die Ausgangsspannung unabhängig von den Zweiginduktivitätsspannungen einstellbar ist. Die hybride Steuerung ist somit ebenfalls für den M3C und den Hexverter [32] einsetzbar.

3

Auslegung des SPMMCs

Dieses Kapitel behandelt die Auslegung der relevanten Bauteile des SPMMCs. Ausgehend von den spezifizierten Ausgangsdaten werden die maximal auftretenden Zweigströme und Zweigspannungen bestimmt. Diese sind für die Auslegung der Stromtragfähigkeit der Zellen sowie der Spannungsfestigkeit und Anzahl der Zellen relevant. Anschließend werden für alle auftretenden Betriebspunkte die auftretenden Energiehübe in den Zweigen ermittelt, um die Auslegung des Zellkondensators durchführen zu können. Hierbei muss die minimal und maximal auftretende Energie innerhalb der Grenzen der Funktionstüchtigkeit des SPMMCs liegen. Aufgrund des Energiebedarfs in den Zellen werden Elektrolytkondensatoren eingesetzt. Um hier eine Abschätzung der Belastung zu treffen, wird eine neuartige Methode zur Bestimmung des Zellkondensatoreffektivstroms verwendet. Des Weiteren werden die Schalt- und Durchlassverluste der Zellschalter berechnet und zur Auslegung der Kühlkörper genutzt. [E3]

In der Literatur [23, 33–37] werden analytische Berechnungen für MMCs bei Netzanbindung, wie beispielsweise beim Einsatz als Hochspannungsgleichstromübertragung, bei symmetrischen und asymmetrischen Netzen oder zur Speisung von elektrischen Maschinen vorgestellt. In dieser Arbeit werden die Auslegungskriterien aufgrund der rechteckförmigen Speisung numerisch über den ganzen möglichen Betriebsbereich berechnet.

3.1 Eckdaten der universellen Drehspannungsquelle

Die elektrischen Eckdaten für den aufgebauten Prototyp sind in der Tabelle 3.1 dargestellt. Die Ausgangsseite wurde so spezifiziert, dass eine Spannungsquelle für das 400 V-Drehspannungssystem mit 50 kV A abgebildet werden kann [38]. Hieraus resultiert die maximale Ausgangsstromamplitude von 102 A. Als maximale Frequenz der Ausgangsspannung wurde 1000 Hz festgelegt. Ein Betrieb in allen vier Quadranten der PQ-Ebene soll möglich sein.

Die Eingangsspannungsamplitude \hat{u}_e ist abhängig von der Höhe der Spannung u_{DC} auf der DC-Seite. Diese Spannung wird durch ein AFE am 400 V-Netz erzeugt und geregelt. Um für Lastsprünge eine dynamische Regelreserve für das AFE bereitzuhalten wurde die Sollspannung für u_{DC} auf 700 V festgelegt. Für die Eingangsspannungsamplitude \hat{u}_e ergibt sich 700 V unter Vernachlässigung von Spannungsabfällen und einem Übersetzungsverhältnis von $N_p = N_s$.

Parameter	Wert
Ausgangsspannungsbereich	$\hat{u}_a = 0 \text{ V} \dots 325 \text{ V}$
Scheinleistungsbereich	$S_a = 0 \text{ kV A} \dots 50 \text{ kV A}$
Ausgangsstrombereich	$\hat{i}_a = 0 \text{ A} \dots 102 \text{ A}$
Ausgangskreisfrequenzbereich	$\omega_a = -2\pi \cdot 1000 \text{ Hz} \dots 2\pi \cdot 1000 \text{ Hz}$
Phasenlagenbereich	$\varphi_a = -\pi \dots +\pi$
Eingangsspannungsamplitude	$\hat{u}_e = 700 \text{ V}$

Tabelle 3.1: Eckdaten der universellen Drehspannungsquelle

In der Tabelle 3.2 sind die gewählten Perioden und die daraus beeinflussten Parameter für den SPMMC dargestellt. Die Regelperiode wurde auf 100 μs festgelegt und die Modulationsperiode auf 10 μs . Daraus ergibt sich ein Interleaving-Faktor von 10 für die hybride Steuerung. Die Eingangskreisfrequenz wird so gewählt, damit diese außerhalb des Ausgangskreisfrequenzbereichs liegt. Die Polarität der Eingangsspannung des SPMMCs u_e wird durch den DSP mit der Regelperiode T_R vorgegeben. Somit kann die Periodendauer der Eingangsspannung nur in Schritten von T_R festgelegt werden. Um eine Gleichspannungsfreiheit der Spannung u_{VB} zu erhalten, muss die positive und negative Spannungszeitfläche gleich groß sein. Deshalb wurde die Periodendauer der Eingangsspannung auf

$T_{e0} = 800\mu\text{s} = 8 \cdot T_R$ festgelegt und ergibt somit eine Eingangskreisfrequenz, von $2\pi \cdot 1250\text{Hz}$. Dies ist die niedrigste Eingangskreisfrequenz, welche unter den genannten Randbedingungen möglich ist.

Die Reversierungsdauer des Eingangsstroms beträgt zwei Regelperioden und der Reversierungswinkel bestimmt sich zu $\varphi_T = 2/8 \cdot 2\pi$. Der Leistungskorrekturfaktor für die Leistungseinprägung ξ_T wird mit Gleichung (2.71) zu $4/3$ berechnet.

Parameter	Wert
Regelperiode	$T_R = 100\mu\text{s} = 1/10\text{kHz}$
Modulationsperiode	$T_M = 10\mu\text{s} = 1/100\text{kHz}$
Interleaving-Faktor	$k_I = 10$
Eingangskreisfrequenz	$\omega_{e0} = 2\pi \cdot 1250\text{Hz}$
Leistungskorrekturfaktor	$\xi_T = 4/3 \approx 1,333$

Tabelle 3.2: Wahl der Regel- und Modulationsperiode

In der Tabelle 3.3 sind die gewählten Freiheitsgrade zur Leistungserzeugung dargestellt. Die beiden Kreisfrequenzen der Null-Komponente $\omega_{a0,LF}$ und $\omega_{a0,HF}$ wurden frei gewählt und auf $2\pi \cdot 150\text{Hz}$ bzw. $2\pi \cdot 300\text{Hz}$ festgelegt. Die Null-Komponente in der Ausgangsspannung wird nur zur Erzeugung der Differenzleistungen benötigt und diese werden wiederum nur zur Ausregelung von Unsymmetrien benötigt. Daher sind die auftretenden Leistungen klein und die Amplitude der Null-Komponente \hat{u}_{a0} wurde auf 50V festgelegt. Passend hierzu wurden die Schwellen zur Aktivierung von \hat{u}_{a0} an die Amplitude der Null-Komponente angepasst. Die Abschaltchwelle liegt bei 51V und die Einschaltchwelle bei 50V . Als Schwelle zur Aktivierung der Null-Komponente der Ausgangsspannung wurde die Kreisfrequenz $2\pi \cdot 49\text{Hz}$ gewählt. Die Leistungspulsation durch die zweite Harmonische der Ausgangsfrequenz wird unterhalb der Eingangskreisfrequenz von $2\pi \cdot 100\text{Hz}$ aktiviert.

Die festgelegten Grenzfrequenzen der Istwertfilter für die Energiereglerkreise sind in der Tabelle 3.4 dargestellt. Die Zeitkonstante des Filters für die Energie $w_{\Sigma 0}$ kann frei gewählt werden und wurde in Verbindung mit der Dynamik des eingesetzten AFE abgestimmt. Die Zeitkonstanten der restlichen Istwertfilter der Energien wurden so bestimmt, dass die im kompletten Betriebsbereich inhärent auftretenden Energiehübe frequenzmäßig oberhalb der Grenzfrequenzen der Filter liegen und somit nur der Mittelwert der Energien für die Regler sichtbar

Parameter	Wert
maximale Ausgangskreisfrequenz	$\omega_{a,max} = 2\pi \cdot 1000\text{Hz}$
kleine Kreisfrequenz der Nullkomponente	$\omega_{a0,LF} = 2\pi \cdot 150\text{Hz}$
große Kreisfrequenz der Nullkomponente	$\omega_{a0,HF} = 2\pi \cdot 300\text{Hz}$
Amplitude der Nullkomponente	$\hat{u}_{a0} = 50\text{V}$
untere Schwelle von \hat{u}_a zur Aktivierung von \hat{u}_{a0}	$\hat{u}_{a,u} = 50\text{V}$
obere Schwelle von \hat{u}_a zur Aktivierung von \hat{u}_{a0}	$\hat{u}_{a,o} = 51\text{V}$
Schwelle von ω_a zur Aktivierung von \hat{u}_{a0}	$\omega_{a,\hat{u}_{a0}} = 2\pi \cdot 49\text{Hz}$
Schwelle von ω_a zur Aktivierung von $p_{\Sigma,2\text{harm}}$	$\omega_{a,2\text{harm}} = 2\pi \cdot 100\text{Hz}$

Tabelle 3.3: Wahl der Freiheitsgrade zur Leistungserzeugung

sind. Die auftretenden Frequenzen in dem Summenleistungsraumzeiger p_{Σ} sind geringer als die Frequenzen in dem Differenzleistungsraumzeiger. Aus diesem Grund wurde die Zeitkonstante des Glättungsfilters für $T_{f,w,\Sigma\alpha\beta}$ größer gewählt als $T_{f,w,\Delta}$.

Parameter	Wert
Istwert-Glättungsfilters $w_{\Sigma 0}$	$T_{f,w,\Sigma 0} = 1/(2\pi \cdot 100\text{Hz})$
Istwert-Glättungsfilters $w_{\Sigma\alpha}$ und $w_{\Sigma\beta}$	$T_{f,w,\Sigma\alpha\beta} = 1/(2\pi \cdot 20\text{Hz})$
Istwert-Glättungsfilters $w_{\Delta\alpha}$, $w_{\Delta\beta}$ und $w_{\Delta 0}$	$T_{f,w,\Delta} = 1/(2\pi \cdot 50\text{Hz})$

Tabelle 3.4: Grenzfrequenzen der Istwertfilter der Energiereglerkreise

In den folgenden Abschnitten werden Schritt für Schritt die relevanten Kenngrößen zur Auslegung der Zellen berechnet. Hierbei wird davon ausgegangen, dass keine Leistungen zur Symmetrierung des SPMMCs benötigt werden und somit vernachlässigt werden können. Die einzige Leistungskomponente, welche betrachtet wird, ist die Leistung zur Kompensation der zweiten Harmonischen der Ausgangsspannung bei kleinen Frequenzen, siehe Abschnitt 2.7.2.2.

Die Analysen werden nur für den Zweig p1 durchgeführt, da die auftretenden Anforderungen aller Zweige aufgrund der Symmetrie des SPMMCs identisch

sind. Es wird nur der Fall einer Last ohne angeschlossenen Sternpunkt betrachtet. Daher wird die Null-Komponente des Ausgangsstroms i_{a0} zu 0 A gesetzt.

3.2 Berechnung der Zweiggrößen

In diesem Abschnitt werden die maximalen auftretenden Zweigströme und Zweigspannungen berechnet. Des Weiteren wird der Wert der Zweiginduktivität berechnet, da dieser aufgrund der dynamischen Stromverhältnisse maßgeblich für die maximale Zweigspannung im SPMSC ausschlaggebend ist.

3.2.1 Maximaler Zweigstrom

Der maximale Zweigstrom $i_{xy,\max}$ kann anhand der Gleichung (2.43) berechnet werden. Hierbei wird angenommen, dass alle auftretenden Größen eine beliebige Phasenverschiebung zueinander haben können. Dies bedeutet, dass in einem Zeitpunkt im Extremfall alle Größen sich im Maximum befinden. Daher wird für jede Größe der Spitzenwert zur Berechnung des maximalen Zweigstroms herangezogen. Der Anteil des Eingangsstroms am Zweigstrom berechnet sich nach der Gleichung (3.1). Der Anteil des Stromraumzeigers i_e zur Kompensation der zweiten Harmonischen berechnet sich nach der Gleichung (3.2). Die maximale Ausgangswirkleistung $P_{a,\max}$ und die maximale Ausgangsscheinleistung $S_{a,\max}$ sind aufgrund des Betriebs in allen vier Quadranten identisch und betragen 50 kW bzw. 50 kV A, siehe Tabelle 3.1.

$$i_{e0,p\Sigma0,\max} = 2\xi_T \cdot \frac{P_{a,\max}}{6 \cdot \hat{u}_e} = 31,75 \text{ A} \quad (3.1)$$

$$i_{e,p\Sigma,\max} = 2\xi_T \cdot \frac{S_{a,\max}}{6 \cdot \hat{u}_e} = 31,75 \text{ A} \quad (3.2)$$

$$i_{xy,\max} = i_{e0,p\Sigma0,\max} + \frac{\hat{i}_{a,\max}}{2} + i_{e,p\Sigma,\max} = 114,49 \text{ A} \quad (3.3)$$

Anhand der Gleichung (3.3) kann nun für die gegebenen Eckdaten aus Tabelle 3.1 der maximal auftretende Zweigstrom $i_{xy,\max}$ berechnet werden. Es ist anzumer-

ken, dass die Auswirkung des Rippelstroms bei der durchgeführten Berechnung vernachlässigt wurde.

3.2.2 Zweigdrossel

Der maximal auftretende Spitze-Spitze-Rippelstrom $\Delta i_{xy,\max}$ im Zweig wird so gewählt, dass dieser ca. 10% des Magnetisierungsstroms der Zweigdrossel beträgt. Der Magnetisierungsstrom berechnet sich mit $i_{e0,p\Sigma0,\max} + i_{e,p\Sigma,\max}$. Der Ausgangsstrom i_{ay} spielt hier keine Rolle, da dieser aufgrund der gekoppelten Zweiginduktivität keine Magnetisierung hervorruft. Die Zweigdrossel L wird anhand Gleichung (3.4) ausgelegt. Hierbei wird eine Modulation mit gleichphasiger Taktung zugrunde gelegt, siehe Abschnitt 2.8.6. Der Faktor $1/2$ rührt daher, dass die wirksame Induktivität für den Rippelstrom $2L$ beträgt. Wie später noch gezeigt wird, wird die maximal zulässige Zellspannung $u_{Cxyz,\max}$ auf 130 V begrenzt.

$$L = \frac{1}{2} T_M \cdot \frac{u_{Cxyz,\max}}{\Delta i_{xy,\max}} = 102,36 \mu\text{H} \quad (3.4)$$

Die Zweigdrossel L wird auf den Wert 100 μH festgelegt.

3.2.3 Maximale Zweigspannung

Um die maximal auftretende Zweigspannung $u_{xy,\max}$ zu berechnen, wird die rücktransformierte Zweigspannung aus Gleichung (2.39) benutzt. Hierbei wird zur Abschätzung der Maximalspannung der gleiche Ansatz bezüglich der Amplituden wie beim maximalen Zweigstrom verwendet. Die maximale Zweigspannung $u_{xy,\max}$ setzt sich zur Hälfte aus der Eingangsspannung \hat{u}_e , der maximalen Amplitude der Ausgangsspannung $\hat{u}_{a,\max}$, der Spannung der Null-Komponente am Ausgang \hat{u}_{a0} und den Zweiginduktivitätsspannungen zur Stromeinprägung $u_{L0,\max}$ und $u_{L\alpha,\max}$ zusammen.

$$u_{L0,\max} = L \cdot \frac{2i_{e0,p\Sigma0,\max}}{\omega_{e0}} = 31,75 \text{ V} \quad (3.5)$$

$$u_{L\alpha,\max} = L \cdot \frac{2i_{e,p\Sigma,\max}}{\frac{\varphi_T}{\omega_{e0}}} = 31,75 \text{ V} \quad (3.6)$$

$$u_{xy,\max} = \frac{1}{2}\hat{u}_e + \hat{u}_{a,\max} + \hat{u}_{a0} + u_{L0,\max} + u_{L\alpha,\max} = 788,5 \text{ V} \quad (3.7)$$

3.3 Berechnung der maximal auftretenden Energiehübe

Um die zu installierende Kapazität für die Zellen zu ermitteln, muss der betriebspunktabhängige Energiehub Δw über den kompletten Betriebsbereich anhand Gleichung (3.8) berechnet werden. Die Minimalenergie $w_{Cxy,\min}$ und Maximalenergie $w_{Cxy,\max}$ werden aus dem Zeitverlauf der Zweigkondensatorenergie bestimmt, siehe Gleichung (2.11). [S7]

$$\Delta w = w_{Cxy,\max} - w_{Cxy,\min} \quad (3.8)$$

Bei einem herkömmlich gespeisten MMC oder einem M3C können die Energiehübe analytisch ermittelt werden, analog zu [23, 24]. Eine analytische Lösung stellt sich bei dem SPMMC aufgrund der nicht stetigen Eingangsspannung problematisch dar. Eine mögliche Lösung ist die Verwendung der Fourieranalyse um die auftretenden Spannungen und Ströme mit ihren Frequenzanteilen in stetigen Funktionen darzustellen. Hierbei ergibt sich allerdings das Problem, dass weder die Eingangsspannung noch der Eingangsstrom in der Anzahl der Oberschwingungen begrenzt ist. Um den Aufwand für die Berechnungen in Grenzen zu halten werden in dieser Arbeit die auftretenden Zweigleistungen über eine Simulation im Zeitbereich mit MATLAB Simulink ermittelt und integriert, um die Zweigenergie zu erhalten.

Für die Simulation im Zeitbereich werden hierzu die Zweigspannung u_{xy} und der Zweigstrom i_{xy} in Abhängigkeit von der Zeit und dem Betriebspunkt anhand der Gleichungen (2.41) und (2.43) für den Zweig p1 ermittelt. Die Zweigleistung wird anschließend mit der Gleichung (2.10) bestimmt.

Für die folgenden Berechnungen wurde der Arbeitspunkt mit der Scheinleistung $S_{a,\max}$ gewählt, da hier die auftretenden Ströme und Leistungen erwartungsgemäß am höchsten sind.

3.3.1 Ausgangsfrequenz ungleich 0 Hz

Die Abbildung 3.1 zeigt den auftretenden Energiehub im Zweig in Abhängigkeit von der Ausgangsfrequenz und dem Phasenwinkel der Last. Hierbei muss unterschieden werden, ob die Kompensation der zweiten Harmonischen deaktiviert oder aktiviert ist. Es gilt anzumerken, dass der Farbbalken des Energiehubs für beide Abbildungen gilt.

In Abbildung 3.1 (a) ist die Kompensation der zweiten Harmonischen deaktiviert. Dies führt bei kleinen Ausgangsfrequenzen dazu, dass der Energiehub Δw massiv ansteigt und bei Ausgangsfrequenz 0 Hz einen singulären Punkt erreicht. Hierbei muss angemerkt werden, dass die Darstellungen auf einen maximalen Energiehub von 20 J begrenzt wurden. Im mittleren Ausgangsfrequenzbereich sinkt der Energiehub ab und steigt erst wieder zu höheren Frequenzen hin an. Dies ist hiermit zu begründen, dass sich die Ausgangsfrequenz der Eingangsfrequenz nähert und sich somit in der Nähe eines singulären Punktes befindet.

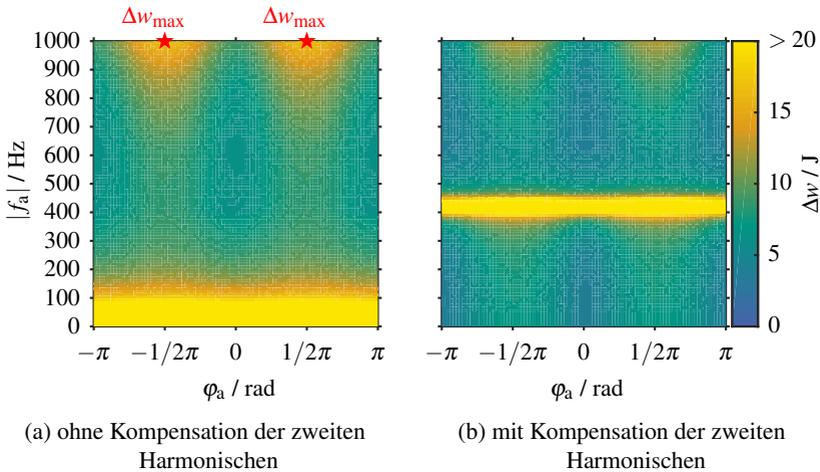


Abbildung 3.1: Energiehub im Zweig bei einer Ausgangsfrequenz ungleich 0 Hz

In Abbildung 3.1 (b) ist die Kompensation der zweiten Harmonischen aktiviert. Es ist ersichtlich, dass im gesamten Betriebsbereich der auftretende Energiehub geringer ist. Dies gilt vor allem im Bereich der kleinen Ausgangsfrequenzen. Der Betriebsbereich mit kleinen Ausgangsfrequenzen ist der primäre Anwendungsbe-

reich der Kompensation. Wie in Abschnitt 2.7.2.2 beschrieben wurde, entsteht bei $\omega_a = \omega_c/3 \approx 2\pi \cdot 416,67\text{Hz}$ ein singulärer Punkt. Dies ist in der Abbildung bei der Ausgangsfrequenz von $\approx 416,67\text{Hz}$ zu sehen. In diesem Bereich sollte die Kompensation der zweiten Harmonischen deaktiviert bleiben.

In dem Abschnitt Abschnitt 2.7.2.2 ist zudem beschrieben, dass die Kompensation nur unterhalb der Kreisfrequenz $\omega_{a,2\text{harm}}$ eingesetzt wird. Diese Schwelle wurde so gewählt, dass der bei dieser Ausgangsfrequenz auftretende Energiehub kleiner ist als bei dem Betriebspunkt 1000 Hz und $\varphi_a = \pm 1/2\pi$. Bei diesem Betriebspunkt tritt, unter Annahme einer korrekt gewählten Kreisfrequenz für $\omega_{a,2\text{harm}}$, der maximale Energiehub des gesamten Betriebsbereichs $\Delta w_{\text{max}} \approx 16,96\text{J}$ auf. Diese Punkte sind in Abbildung 3.1 (a) mit roten Sternen gekennzeichnet.

3.3.2 Ausgangsfrequenz gleich 0 Hz

In Abbildung 3.2 ist der Energiehub für den Zweig p1 für einen stehenden Spannungs- und Stromraumzeiger beim SPMMC abgebildet. Der Energiehub ist von der Lage der Ausgangsspannung γ_a sowie deren Phasenverschiebung φ_a abhängig.

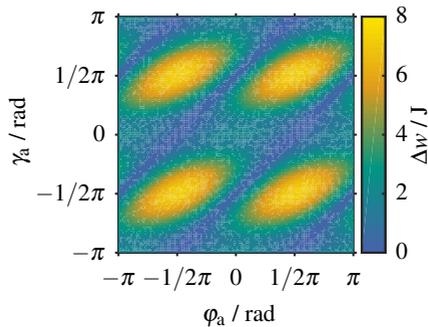


Abbildung 3.2: Energiehub im Zweig p1 bei einer Ausgangsfrequenz von 0 Hz

Auffällig ist, dass im Stillstand der Energiehub am größten wird, wenn der Ausgangswinkel $\pm\pi/2$ und die Phasenverschiebung $\pm\pi/2$ betragen. Dies bedeutet aus Sicht der Phasengrößen, dass der Energiehub in der Phase y am größten ist,

wenn die Ausgangsspannung u_{ay0} betragsmäßig minimal und der Ausgangsstrom i_{ay} maximal ist.

Generell ist der Stillstand aus Sicht des Energiehubs beim SPMMC unkritisch, da der maximal auftretende Energiehub im Stillstand $\approx 7,28\text{J}$ beträgt.

3.3.3 Zusammenfassung

Die gezeigten Berechnungen wurden alle bei 50 kV A durchgeführt, da hier der größte Energiehub in den Zweigen auftritt. Wie anhand der Berechnung des Energiehubs ermittelt wurde, treten die größten Werte immer bei reiner Blindleistung auf. Der auftretende Energiehub im Stillstand ist unproblematisch, da dieser kleiner ist als bei großen Ausgangsfrequenzen. Es wurde ebenfalls gezeigt, dass bei geschickter Wahl des Frequenzbereichs für die Kompensation der zweiten Harmonischen die singulären Punkte zu keinem höheren Energiehub führen. Der maximal auftretende Energiehub Δw_{\max} wurde mit $\approx 16,96\text{J}$ berechnet.

3.4 Berechnung des Zellkondensatoreffektivstroms

Als Zellkondensatoren werden Elektrolytkondensatoren eingesetzt. Dies bedeutet, dass deren Erwärmung und Lebensdauer von dem auftretenden Effektivstrom im Kondensator bestimmt wird. Um eine sinnvolle Auslegung des Zellkondensators zu ermöglichen, muss der Effektivstrom in den Zellkondensatoren berechnet werden. Hierfür wurde in [E3] erstmals eine Möglichkeit vorgestellt, diese anhand der Zweiggrößen und nicht anhand der Zellgrößen zu ermitteln.

Als Grundlage zur Ermittlung des Zellkondensatoreffektivstroms $I_{C_{xyz}}$ dient die Abbildung 2.3. Mithilfe der Tabelle 2.1 ist ersichtlich, dass nur ein Zellkondensatorstrom $i_{C_{xyz}}$ auftritt, wenn sich die Zelle in einem aktiven Schaltzustand befindet. Aktiv bedeutet hier, dass entweder der Schaltzustand positiv oder negativ eingeschaltet ist. Dies ist in Abbildung 3.3 verdeutlicht. Der aktive Schaltzustand tritt für die Dauer t_A auf, die restliche Zeit der Modulationsperiode tritt der Schaltzustand null auf.

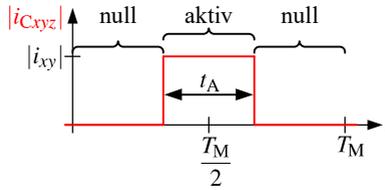


Abbildung 3.3: Darstellung des Zellkondensatorstroms $i_{C_{xyz}}$ in Abhängigkeit der Schaltzustände

Der auftretende Effektivstrom innerhalb der Modulationsperiode k wird anhand der Definition des Effektivwerts in Gleichung (3.9) berechnet.

$$I_{C_{xyz},k} = \sqrt{\frac{1}{T_M} \cdot \int_0^{T_M} i_{C_{xyz}}^2 dt} \quad (3.9)$$

Durch die Beschränkung des Integrationsbereichs auf den aktiven Schaltzustand kann in Gleichung (3.10) der momentane Kondensatorstrom $i_{C_{xyz}}$ durch den Zweigstrom i_{xy} ersetzt werden. Die Zeitbereiche während der Schaltzustände null tragen nichts zum Kondensatoreffektivstrom bei.

$$I_{C_{xyz},k} = \sqrt{\frac{1}{T_M} \cdot \int_{\frac{T_M-t_A}{2}}^{\frac{T_M+t_A}{2}} i_{xy}^2 dt} \quad (3.10)$$

Unter der Annahme, dass während einer Modulationsperiode der Zweigstrom näherungsweise konstant ist, kann die Zeitdauer des aktiven Schaltzustands über den Aussteuergrad a in Gleichung (3.11) definiert werden.

$$I_{C_{xyz},k} = \sqrt{i_{xy}^2 \cdot \underbrace{\frac{|u_{xyz}|}{u_{C_{xyz}}}}_{|a|}} \quad (3.11)$$

Die Gleichung (3.11) ermittelt den Zellkondensatoreffektivstrom während einer Modulationsperiode. Um den Effektivstrom an einem Betriebspunkt ermitteln zu können, muss der Effektivwert mindestens über die Zeitdauer einer Ausgangsperiode berechnet werden. Mit der Gleichung (3.12) wird der Stromeffektivwert im Zellkondensator über n Modulationsperioden ermittelt. Die Anzahl der Modula-

tionsperioden n muss hier so gewählt werden, dass eine komplette Periode der Zweiggrößen abgedeckt ist.

$$I_{C_{xyz}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n I_{C_{xyz,k}}^2} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n i_{xy}^2 \cdot \frac{|u_{xyz}|}{u_{C_{xyz}}}} \quad (3.12)$$

Mithilfe der Gleichung (3.12) kann für jede Zelle der auftretende Zellkondensatoreffektivwert berechnet werden. Allerdings muss hierbei für jede einzelne Zelle die Spannung u_{xyz} bekannt sein. Wie in [39] beschrieben wird, tritt eine gleichmäßige Belastung aller Zellen im Zweig auf, wenn ein Sortier- und Auswahlalgorithmus, wie in Abschnitt 2.8 beschrieben, eingesetzt wird. Aus diesem Grund kann mit der Gleichung (3.13) die Berechnung des Zweigstromeffektivwerts $I_{C_{xy}}$ mit Zweiggrößen durchgeführt werden.

$$I_{C_{xy}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n i_{xy}^2 \cdot \frac{|u_{xy}|}{u_{C_{xy}}}} \quad (3.13)$$

Der in der Gleichung (3.13) berechnete Wert entspricht ebenfalls dem im Mittel auftretenden Zellkondensatoreffektivstrom $I_{C_{xyz}}$. Auf diesem Weg kann somit die Effektivstrombelastung der Kondensatoren im Zweig anhand von Zweiggrößen ermittelt werden. Für die Simulation im Zeitbereich in Abschnitt 3.3 wurden bereits alle Größen, welche auch zur Berechnung des Zellkondensatoreffektivstroms notwendig sind, bestimmt.

Die Ergebnisse für alle Betriebspunkte sind in der Abbildung 3.4 dargestellt. In der Abbildung 3.4 (a) ist der auftretende Zweigkondensatoreffektivstrom $I_{C_{xy}}$ in Abhängigkeit von der Phasenlage φ_a bei Kompensation der zweiten Harmonischen geplottet. Die auftretenden Effektivströme zeigen eine cosinusförmige Abhängigkeit von der Phasenlage. Bei beiden Verläufen tritt das Maximum bei reiner Blindleistung am Ausgang auf. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass bei reiner Blindleistung die gesamte Blindleistung in den Zweigkondensatoren gepuffert werden muss und somit zu einer Erhöhung des Energiehubs und des Effektivstroms führt. Dies stimmt mit den Aussagen aus Abschnitt 3.3.1 überein, da dort ebenfalls bei reiner Blindleistung der größte Energiehub auftritt. Die Ausgangsfrequenz spielt bei dem Effektivstrom keine Rolle, da der Effektivwert per Definition über eine Periode berechnet wird und somit diese als Parameter entfällt. Der Effektivstrom bei aktivierter Kompensation der zweiten Harmonischen sinkt ab, da aufgrund der Kompensation ebenfalls ein kleinerer Energiehub

auftritt. Der größte Effektivwert von 22,75 A tritt bei reiner Blindleistung ohne Kompensation der zweiten Harmonischen auf.

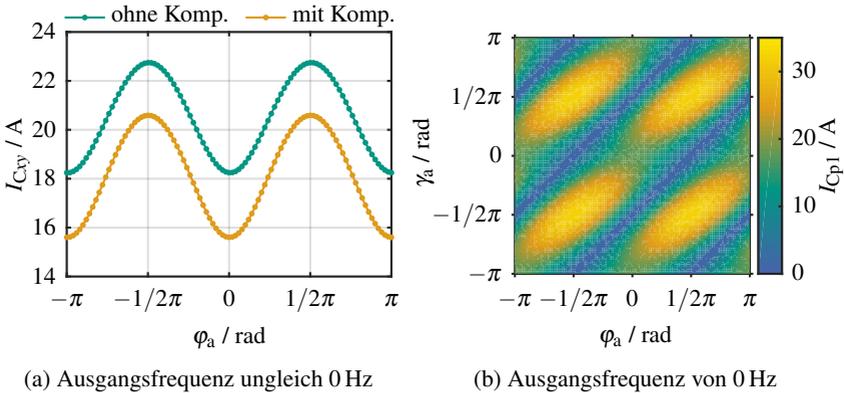


Abbildung 3.4: Zweigkondensatoreffektivstrom

In der Abbildung 3.4(b) ist der Zweigkondensatoreffektivwert im Zweig p1 bei stillstehendem Ausgangsraumzeiger dargestellt. Hier tritt das Maximum des Effektivstroms bei einem Ausgangsspannungswinkel von $\pm\pi/2$ und der Phasenverschiebung $\pm\pi/2$ auf. Dies sind Betriebspunkte, bei denen eine große Zweigspannung benötigt wird und der maximale Strom in der Phase auftritt. Die Betriebspunkte mit einem hohen Zweigkondensatoreffektivstrom sind ebenfalls Betriebspunkte mit einem großen Energiehub, siehe Abschnitt 3.3.2. Dies ist nachvollziehbar, da ein großer Energiehub ebenfalls große Ströme in dem Kondensator benötigt, sofern die dabei auftretenden Frequenzen gleich sind. Der größte Effektivwert beträgt im Stillstand 32,14 A.

3.5 Berechnung des Zweigeffektivstroms

Zur Auslegung der Kabelquerschnitte und Dimensionierung der Zweigsicherungen wird der Zweigeffektivstrom I_{xy} benötigt. Als Halbleiterschalter werden in den Zellen Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (MOSFETs) eingesetzt. Dies wird später im Abschnitt 3.6.1 noch näher beschrieben. Bei MOSFETs berechnen sich die Durchlassverluste anhand des Effektivwerts des Drainstroms.

Der Zweigeffektivstrom wird anhand der Gleichung (3.14) berechnet. Die Periode der Integration T ist dabei wie in Abschnitt 3.4 zu wählen. Für die Berechnung des Zweigeffektivstroms kann wiederum die Simulation aus Abschnitt 3.3 herangezogen werden.

$$I_{xy} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{xy}^2 dt} \tag{3.14}$$

Die Ergebnisse für alle Betriebspunkte sind in der Abbildung 3.5 dargestellt. In der Abbildung 3.5 (a) ist der auftretende Zweigeffektivstrom I_{xy} in Abhängigkeit von der Phasenlage φ_a und der Kompensation der zweiten Harmonischen aufgetragen. Die auftretenden Effektivströme zeigen eine cosinusförmige Abhängigkeit von der Phasenlage. Bei beiden Verläufen tritt das Maximum bei reiner Wirkleistung am Ausgang auf. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass bei reiner Wirkleistung der Anteil von i_{e0} am Zweigstrom maximal wird. Wie die Abbildung zeigt, ist der Zweigeffektivstrom bei aktivierter Kompensation der zweiten Harmonischen größer, da in diesem Fall ein zusätzlicher Stromraumzeiger eingepreßt wird, siehe Abschnitt 2.7.2.2. Hierbei tritt ebenfalls der größte Zweigeffektivstrom von 47,98 A auf.

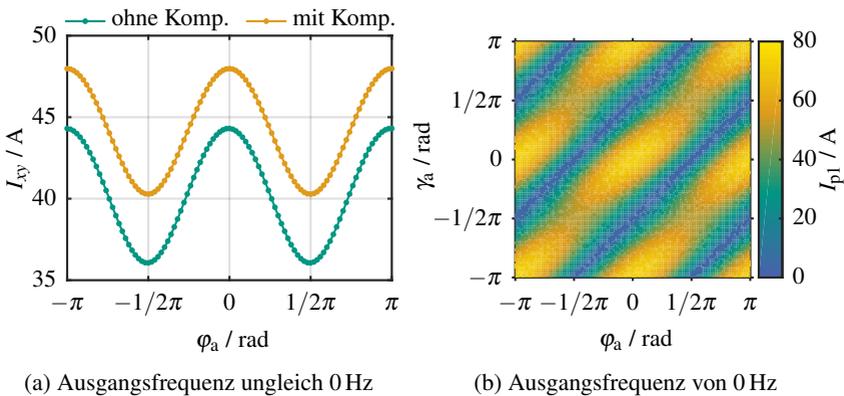


Abbildung 3.5: Zweigeffektivstrom

In der Abbildung 3.5 (b) ist der Zweigeffektivstrom im Zweig p1 bei stillstehendem Ausgangsraumzeiger dargestellt. Hier tritt das Maximum des Effektivstroms von 72,55 A bei einem Ausgangswinkel der Spannung bei $\{0, \pm\pi\}$ rad und reiner Wirkleistung auf. Somit tritt im Stillstand der größte Zweigeffektivstrom in al-

len Betriebspunkten auf und wird zur Dimensionierung der Kabelquerschnitte verwendet.

3.6 Zellauslegung

In diesem Abschnitt werden die Zellkondensatoren, Zellschalter sowie der Kühlkörper für die Zellen dimensioniert. Zuerst werden anhand der berechneten Zweiggrößen die Anzahl der Zellen sowie die Kapazität der Zellkondensatoren festgelegt. Anhand des auftretenden Spannungsbereichs in der Zelle kann nun ein passender Halbleiterschalter ausgewählt werden. Die Verluste in den Halbleiterschaltern werden berechnet, um die Anforderung an den Kühlkörper zu definieren.

3.6.1 Festlegung der Zellparameter

Die Dimensionierung der Zelle hängt maßgeblich von der auftretenden Zellspannung ab, welche wiederum von der maximalen Zweigspannung und der Anzahl der Zellen je Zweig N abhängt. In der Gleichung (3.7) wurde die maximal geforderte Zweigspannung $u_{xy,\max}$ zu 788,5 V berechnet. Der hier aufgebaute SPMCM ist ein Niederspannungsprototyp und somit eignen sich MOSFETs als Zellschalter. Ausgehend von dem maximalen Zweigstrom von 114,49 A wurde der MOSFET IPP075N15N3 G von Infineon mit einer maximalen Drain-Source Spannung von 150 V und einem maximalen Drain-Strom von 100 A gewählt [D1]. Um hierbei auf die geforderte Stromtragfähigkeit eines Zellschalters zu kommen, sind zwei MOSFETs je Zellschalter parallel geschaltet. Somit besteht eine Zelle aus insgesamt acht MOSFETs. Die maximale Zellkondensatorspannung wurde auf 130 V festgelegt, um eine ausreichende Reserve für Schaltüberspannungen an den MOSFETs zu erhalten.

Die Mindestanzahl der benötigten Zellen je Zweig lässt sich mit der maximalen geforderten Zweigspannung $u_{xy,\max}$ und der maximalen Zellkondensatorspannung zu $\lceil 788,5\text{V}/130\text{V} \rceil = 7$ ermitteln. Wie später noch gezeigt wird, sind immer zwei Zellen auf einer Leiterplatte vorhanden und somit werden $N = 8$ Zellen je Zweig eingesetzt. Die mittlere Zellkondensatorspannung wird somit auf 110 V

festgelegt. Hieraus resultiert die mittlere Zweigkondensatorspannung $\bar{u}_{C_{xy}}$ von 880 V. Der zulässige maximale Zweigkondensatorspannungshub $\Delta u_{C_{xy},\max}$ als Differenz aus Maximal- und Minimalwert im Zweig errechnet sich näherungsweise zu $8 \cdot 2 \cdot (130 \text{ V} - 110 \text{ V}) = 320 \text{ V}$.

3.6.2 Wahl des Zellkondensators

Der in Abschnitt 3.3 ermittelte Energiehub bestimmt mit dem erlaubten Spannungshub im Zweig die Kapazität des Zweigkondensators und somit ebenfalls die Kapazität des Zellkondensators. Um den zulässigen maximalen Zweigkondensatorspannungshub einzuhalten, muss die Mindestgröße des Zweigkondensators berechnet werden. Die Verhältnisse zwischen mittlerer Zweigkondensatorspannung $\bar{u}_{C_{xy}}$, mittlerer Zweigkondensatorenergie $\bar{w}_{C_{xy}}$, maximalem Spannungshub im Zweigkondensator $\Delta u_{C_{xy},\max}$ und maximalem Energiehub im Zweig Δw_{\max} wird durch die Gleichungen (3.15) und (3.16) ausgedrückt.

$$\frac{1}{2} \Delta w_{\max} + \bar{w}_{C_{xy}} = \frac{1}{2} C_{xy,\min} \cdot \left(\frac{1}{2} \Delta u_{C_{xy},\max} + \bar{u}_{C_{xy}} \right)^2 \quad (3.15)$$

$$\bar{w}_{C_{xy}} = \frac{1}{2} C_{xy,\min} \cdot \bar{u}_{C_{xy}}^2 \quad (3.16)$$

Wird die obige Formel nach $C_{xy,\min}$ umgestellt, kann die Mindestgröße des Zweigkondensators durch die Gleichung (3.17) berechnet werden.

$$C_{xy,\min} = \frac{4 \Delta w_{\max}}{\Delta u_{C_{xy},\max}^2 + 4 \bar{u}_{C_{xy}} \Delta u_{C_{xy},\max}} \approx 55,21 \mu\text{F} \quad (3.17)$$

Mithilfe der Gleichung (2.13) errechnet sich der Minimalwert für den Zellkondensator:

$$C_{xyz,\min} = N \cdot C_{xy,\min} \approx 441,67 \mu\text{F} \quad (3.18)$$

In den Zellen werden Elektrolytkondensatoren als Zellkondensatoren eingesetzt, da es sich um einen Niederspannungsprototypen handelt. Wie [D2] entnommen werden kann, beträgt die Mindestdicke für Polypropylen bei Folienkondensatoren mindestens $4 \mu\text{m}$. Dies ergibt mit der Durchschlagsfestigkeit von $650 \text{ V } \mu\text{m}^{-1}$ eine Durchschlagsspannung von $2,6 \text{ kV}$ [D3]. Dies bedeutet, dass Folienkon-

densatoren eine verhältnismäßig kleine Kapazität bei niedrigen Spannungen für deren Volumen aufweisen. Dies begünstigt den Einsatz von Elektrolytkondensatoren. Hierbei ist auf deren Lebensdauer zu achten, welche maßgeblich vom auftretenden Effektivstrom im Kondensator abhängt. Generell gilt, dass Elektrolytkondensatoren einen größeren Effektivstrom erlauben je größer die Kapazität ist. Aus diesem Grund wird die Zellkapazität bei einem Niederspannungsprototypen nach dem Effektivstrom ausgewählt und der Minimalwert der Kapazität für den Zellkondensator als unteres Limit angesehen.

In dem Abschnitt 3.4 wurden die auftretenden Effektivströme im Zellkondensator berechnet. Bei einem stehenden Spannungsraumzeiger wurde ein Kondensatoreffektivstrom von 32,14 A ermittelt. Bei einem rotierenden Spannungsraumzeiger wurde ein Kondensatoreffektivstrom von 22,75 A berechnet. Unter der Annahme, dass ein stehender Spannungsraumzeiger eine Ausnahme im Betrieb bildet, wird zur Auslegung der Kondensatoreffektivstrom von 22,75 A herangezogen. Als Zellkondensator wurde der Typ SLPX222M200H9P3 von Cornell Dubilier mit einer Kapazität von 2200 μF gewählt [D4]. Dieser hat bei einer Umgebungstemperatur von 85 °C einen erlaubten Effektivstrom von 7,72 A für 3000 h. Bei einer Umgebungstemperatur von 55 °C erhöht sich bei gleicher Lebensdauer der Effektivstrom auf 10,89 A. Aufgrund sowohl thermischer Gründe als auch der Lebensdauer werden zwei Kondensatoren dieses Typs je Zelle eingesetzt. Dies resultiert in einer Zellkapazität C_{xyz} von 4400 μF bzw. einer Zweigkapazität von 550 μF .

3.6.3 MOSFET-Verluste

In diesem Abschnitt werden die Durchlass- und Schaltverluste in den MOSFETs mit einer neuartigen und aufwandsarmen Methode bestimmt, welche in [S7, E3] erstmals vorgestellt wurde. Die ermittelten Verluste werden zur Abschätzung des Kühlkörpers und dessen Kühlleistung verwendet. Die Methode wurde mithilfe einer taktenden Simulation verifiziert [E1].

In einem Halbleiterschalter treten hauptsächlich zwei Arten von Verlusten auf. Zum einen die Schaltverluste, welche während eines Schaltvorgangs im Halbleiter auftreten. Zum anderen treten Durchlassverluste auf, wenn ein Halbleiterschalter eingeschaltet ist und ein Stromfluss zustande kommt. Diese Verluste werden

in den nächsten zwei Abschnitten berechnet. Die Sperrverluste der MOSFETs werden in den Berechnungen vernachlässigt.

3.6.3.1 Schaltverluste

Bei einem Schaltvorgang eines Halbleiters entstehen während des Kommutierungsvorgangs Schaltverluste. Die Schaltverluste hängen von der Schaltenergie ab. Diese hängt wiederum von der Höhe der Drain-Source-Spannung und des Drain-Stroms ab. Zudem spielt die Stromrichtung eine entscheidende Rolle für die auftretenden Verluste. In Abbildung 3.6 (a) ist eine Halbbrücke mit den zwei MOSFETs S_1 und S_2 und einem aus der Halbbrücke fließenden Strom i dargestellt. Die dazugehörigen Ansteuersignale für die beiden Schalter sind in Abbildung 3.6 (b) abgebildet. Die Verriegelungszeit T_V dient zur Vermeidung von Kurzschlüssen in der Halbbrücke.

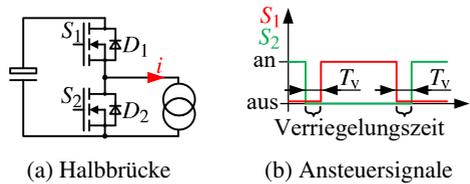


Abbildung 3.6: Erläuterung der Kommutierung und Ansteuerung einer Halbbrücke

Wenn der MOSFET S_2 eingeschaltet ist und der Strom i positives Vorzeichen hat, fließt der Strom über den MOSFET S_2 . Während der Verriegelungszeit kommutiert der Strom i auf die Diode D_2 . Hierbei entstehen näherungsweise keine Verluste, da beim Ausschalten des MOSFETs S_2 vor und nach dem Schaltvorgang die Drain-Source-Spannung gering ist. Wird nun der MOSFET S_1 eingeschaltet, kommutiert der Strom von der Diode D_2 auf den MOSFET S_1 über. Hierbei entstehen Ausschaltverluste in der Diode D_2 und Einschaltverluste im MOSFET S_1 . Wird nun der MOSFET S_1 wieder abgeschaltet, kommutiert der Strom vom MOSFET S_1 auf die Diode D_2 . Hierbei entstehen Ausschaltverluste im MOSFET S_1 und Einschaltverluste in der Diode D_2 . Wird nun der MOSFET S_2 eingeschaltet entstehen näherungsweise keine Verluste, da die Drain-Source-Spannung gering ist.

Wenn der MOSFET S_2 eingeschaltet ist und der Strom i negatives Vorzeichen hat, fließt der Strom über den MOSFET S_2 . Während der Verriegelungszeit kommutiert der Strom i auf die Diode D_1 . Hierbei entstehen Ausschaltverluste im MOSFET S_2 und Einschaltverluste in der Diode D_1 . Wird nun der MOSFET S_1 eingeschaltet, entstehen näherungsweise keine Verluste, da die Drain-Source-Spannung gering ist. Wird der MOSFET S_1 nun wieder ausgeschaltet, entstehen ebenfalls keine Verluste, da der Strom auf die Diode D_1 kommutiert. Wird der MOSFET S_2 eingeschaltet entstehen in der Diode D_1 Ausschaltverluste und Einschaltverluste im MOSFET S_2 .

Zusammenfassend betrachtet stellt man fest, dass bei jedem Kommutierungsvorgang der Halbbrücke entweder Einschaltenergien im MOSFET $E_{T,on}$ und Ausschaltenergien in der Diode $E_{D,off}$ oder Ausschaltenergien im MOSFET $E_{T,off}$ und Einschaltenergien in der Diode $E_{D,on}$ auftreten. Die Schaltenergien werden entsprechend den nachfolgenden Gleichungen zusammengefasst:

$$E_1 = E_{T,on} + E_{D,off} \quad (3.19)$$

$$E_2 = E_{T,off} + E_{D,on} \quad (3.20)$$

Die Energien $E_{T,on}$, $E_{T,off}$, $E_{D,on}$ und $E_{D,off}$ sind im Datenblatt [D1] für den eingesetzten MOSFET IPP075N15N3 G nicht angegeben. Diese wurden anhand eines Applikationshinweises für Verlustberechnungen bei MOSFETs [D5] in Abhängigkeit von der Drain-Source-Spannung und dem Drain-Strom ermittelt.

Die für die Halbbrücke durchgeführte Betrachtung kann für eine Vollbrücke bzw. Zelle im SPMMC erweitert werden und abhängig von dessen Schaltzustandswechsel angegeben werden. Alle Kommutierungsmöglichkeiten sind in den Tabellen 3.5 bis 3.7 angegeben. Die Definitionen der Schaltzustände sind der Tabelle 2.1 zu entnehmen. In den Tabellen ist je möglichem Kommutierungsvorgang die Bedingung für das Stromvorzeichen und die Anzahl der auftretenden Schaltenergien n_{E_1} und n_{E_2} gegeben.

Anhand der Tabellen kann für jede einzelne Zelle die auftretende Schaltenergie ermittelt werden. Um die Verluste innerhalb eines Zweiges zu analysieren, muss zusätzlich der Sortier- und Auswahlalgorithmus mit in Betracht gezogen werden [E3]. Das verwendete Modell zur Ermittlung der Zellsollspannungen u_{xyz}^* in jeder Modulationsperiode ist in der Abbildung 3.7 dargestellt. Der Sortier- und Auswahlalgorithmus wurde in den Abschnitten 2.8.2 und 2.8.3 beschrieben. Das Zellmodell berechnet die Zellkondensatorspannung in Abhängigkeit von der

Kommutierung	Bedingung	n_{E_1}	Bedingung	n_{E_2}
$0 \Rightarrow 0$	—	0	—	0
$0 \Rightarrow +$	$i_{xy} < 0$	1	$i_{xy} > 0$	1
$0 \Rightarrow -$	$i_{xy} > 0$	1	$i_{xy} < 0$	1

Tabelle 3.5: Kommutierungsmöglichkeiten vom Schaltzustand null (0) in den Schaltzustand null, positiv (+) und negativ (-)

Kommutierung	Bedingung	n_{E_1}	Bedingung	n_{E_2}
$+ \Rightarrow 0$	$i_{xy} > 0$	1	$i_{xy} < 0$	1
$+ \Rightarrow +$	—	0	—	0
$+ \Rightarrow -$	$i_{xy} > 0$	2	$i_{xy} < 0$	2

Tabelle 3.6: Kommutierungsmöglichkeiten vom Schaltzustand positiv (+) in den Schaltzustand null (0), positiv und negativ (-)

Kommutierung	Bedingung	n_{E_1}	Bedingung	n_{E_2}
$- \Rightarrow 0$	$i_{xy} < 0$	1	$i_{xy} > 0$	1
$- \Rightarrow +$	$i_{xy} < 0$	2	$i_{xy} > 0$	2
$- \Rightarrow -$	—	0	—	0

Tabelle 3.7: Kommutierungsmöglichkeiten vom Schaltzustand negativ (-) in den Schaltzustand null (0), positiv (+) und negativ

auftretenden Zelleistung anhand der Gleichungen (2.4) bis (2.6). Die Eingangsgrößen für das Modell u_{xy}^* und i_{xy} werden aus Abschnitt 3.3 übernommen.

Die Ausgangsgrößen des Modells sind die N Zellsollspannungen u_{xyz}^* eines Zweigs. Anhand der Sollspannung jeder einzelnen Zelle und der Sollspannung aus der vorherigen Modulationsperiode können die Schaltzustandsänderungen für jede Zelle ermittelt werden. Mit den Tabellen 3.5 bis 3.7 können die Schaltenergien E_1 und E_2 bestimmt werden. Diese werden für eine Periodendauer der Ausgangsspannung aufaddiert und anschließend wird die durchschnittlich auftretende Leistung pro Betriebspunkt ermittelt. Vorteil der hier und in [E3] vorgestellten Methode ist, dass kein Modulator [E1] für die Simulation notwendig ist und diese somit mit größeren Schrittweiten gerechnet werden kann.

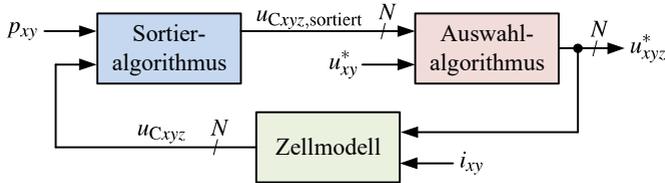


Abbildung 3.7: Verwendetes Modell zur Ermittlung der Zellsollspannungen u_{xyz}^*

Die Ergebnisse der Berechnungen für einen rotierenden Spannungsraumzeiger sind in der Abbildung 3.8 dargestellt. In der Abbildung 3.8 (a) sind die auftretenden durchschnittlichen Schaltfrequenzen der MOSFETs mit und ohne Kompensation der zweiten Harmonischen in Abhängigkeit vom Phasenwinkel φ_a aufgetragen. In der Abbildung 3.8 (b) sind die Schaltverluste p_S für einen MOSFET der Zelle dargestellt. Hierbei ist klar ersichtlich, dass die größten Schaltfrequenzen bei reiner Blindleistung am Ausgang auftreten. Dies ist darauf zurückzuführen, dass in diesen Betriebspunkten ein großer Energiehub entsteht und somit die Zellkondensatorspannungen größeren Hüben unterliegen. Aufgrund der vollständigen Sortierung erhöht sich somit die Anzahl der zusätzlichen Umschaltungen zur Symmetrierung. Dementsprechend entstehen bedingt durch die höheren Schaltfrequenzen höhere Verlustleistungen.

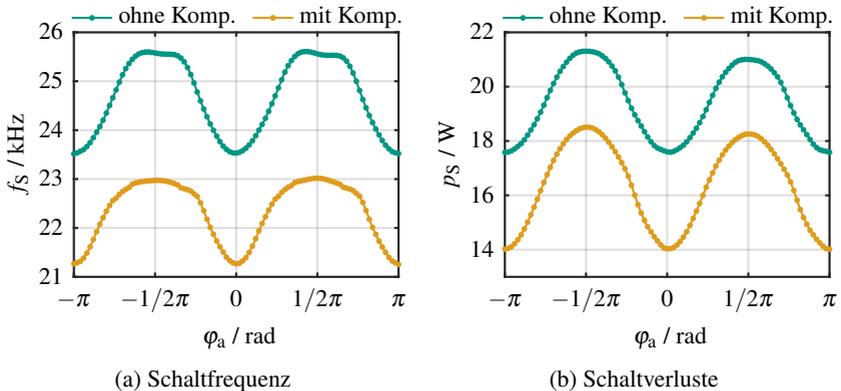


Abbildung 3.8: Schaltfrequenz und -verluste bei einer Ausgangsfrequenz ungleich 0 Hz

Für Ausgangsfrequenzen von 0 Hz sind die Ergebnisse in Abhängigkeit vom Winkel der Ausgangsspannung γ_a und vom Phasenwinkel φ_a dargestellt. In der Abbildung 3.9 (a) sind die mittleren Schaltfrequenzen und in der Abbildung 3.9 (b) sind die auftretenden Schaltverluste für einen MOSFET dargestellt. Bei den Schaltfrequenzen ist erneut ersichtlich, dass diese groß werden, wenn ein großer Energiehub in dem Zweig auftritt. Dementsprechend äquivalent verhalten sich die Schaltverluste, welche ebenfalls in diesem Bereich ansteigen.

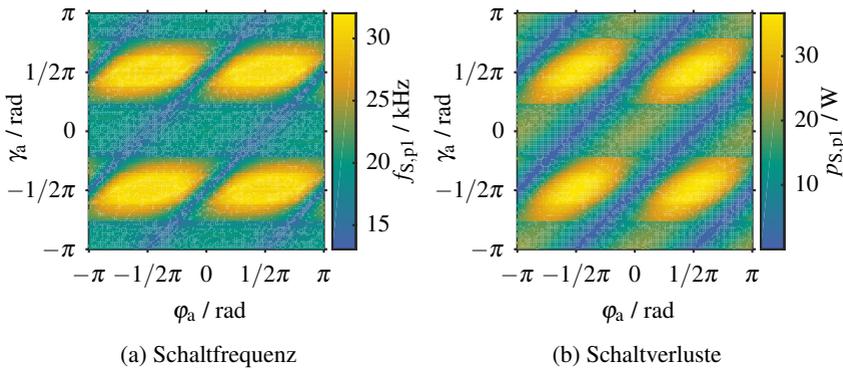


Abbildung 3.9: Schaltfrequenz und -verluste im Zweig p1 bei einer Ausgangsfrequenz von 0 Hz

3.6.3.2 Durchlassverluste

Die Durchlassverluste p_D eines MOSFETs berechnen sich nach Gleichung (3.21). Der MOSFET wird hierbei im eingeschalteten Zustand als ein Widerstand $R_{DS(on)}$ betrachtet mit dem durch ihn fließenden Drain-Effektivstrom I_D .

$$p_D = R_{DS(on)} \cdot I_D^2 \tag{3.21}$$

Für die Berechnung der Durchlassverluste wird der bereits berechnete Zweigeffektivstrom I_{xy} herangezogen. Bei den Berechnungen muss darauf geachtet werden, dass zwei MOSFETs je Zellschalter parallel geschaltet wurden. Somit halbiert sich der Drain-Strom unter der Annahme einer idealen Aufteilung. Bei dieser Berechnung wird ebenfalls angenommen, dass die Diode im MOSFET nur während der Verriegelungszeit stromführend ist und $T_V \ll T_M$ gilt.

Die Durchlassverluste wurden mit einem $R_{DS(on)} = 7,5 \text{ m}\Omega$ in der Abbildung 3.10 berechnet [D1]. In der Abbildung 3.10 (a) wurden die Durchlassverluste in Abhängigkeit vom Phasenwinkel φ_a und bei Kompensation der zweiten Harmonischen dargestellt. In der Abbildung 3.10 (b) sind die Durchlassverluste im Stillstand dargestellt. Diese sind erwartungsgemäß größer, da der Effektivstrom im Stillstand ansteigt.

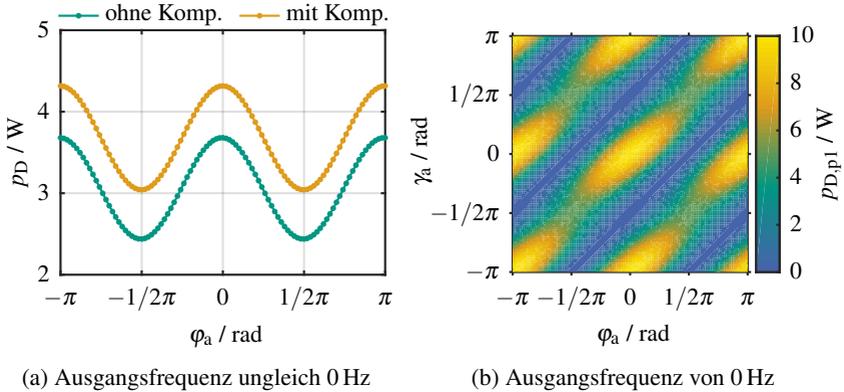


Abbildung 3.10: Durchlassverluste eines MOSFETs p_D

3.6.3.3 Gesamtverluste

Um die auftretenden MOSFET-Verluste p_M des Niederspannungsprototypen des SPMMCs abzuschätzen, müssen in jedem Betriebspunkt die Schalt- und Durchlassverluste addiert werden. Die Ergebnisse sind in den Abbildung 3.11 dargestellt. In der Abbildung 3.11 (a) wurden die Gesamtverluste in Abhängigkeit von der Phasenlage φ_a und der Kompensation der zweiten Harmonischen dargestellt. In der Abbildung 3.11 (b) sind die Gesamtverluste im Stillstand dargestellt.

Im Betrieb mit einer Ausgangsfrequenz ungleich 0 Hz beträgt die maximale Leistung pro MOSFET 23,75 W ohne Kompensation der zweiten Harmonischen und bei reiner kapazitiver Ausgangslast. Im Stillstand beträgt die maximale Verlustleistung pro MOSFET 41,54 W. Zur Auslegung des Kühlkörpers wird wie bei der Auslegung des Zellkondensators davon ausgegangen, dass der Stillstand

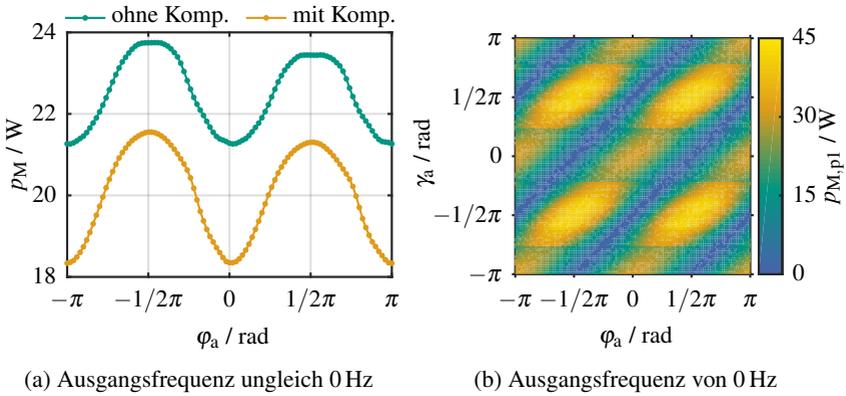


Abbildung 3.11: Gesamtverluste eines MOSFETs p_M

nicht dauerhaft als Betriebspunkt angefahren wird. Somit muss der Kühlkörper auf eine Gesamtleistung von $8 \cdot 23,75 \text{ W} = 380 \text{ W}$ ausgelegt werden. Der Faktor acht rührt daher, dass jede Zelle aus vier Zellschaltern mit je zwei MOSFETs bestehen. Auf einer Leiterplatte wurden zwei Zellen implementiert und diese teilen sich einen Kühlkörper. Dies wurde durch den Faktor zwei berücksichtigt.

Die maximale Gehäusetemperatur der MOSFETs darf $163 \text{ }^\circ\text{C}$ bei einer Leistung von $23,75 \text{ W}$ nicht überschreiten [D1]. Die eingesetzte Isolierscheibe hat einen thermischen Widerstand von $0,3 \text{ K W}^{-1}$ und führt somit zu einem zusätzlichen Temperaturhub von 8 K [D6]. Somit darf die Oberfläche des Kühlkörpers maximal $155 \text{ }^\circ\text{C}$ betragen. Bei einer Innenraumtemperatur des Umrichters von $55 \text{ }^\circ\text{C}$ ergibt dies einen maximalen Wärmewiderstand des Kühlkörpers von $0,26 \text{ K W}^{-1}$ bei 380 W abzuführender Wärmeleistung. Hierfür wurde der Kühlkörper LAM 5K 150mm/24V mit forcierter Kühlung von Fischer Elektronik mit einem Wärmewiderstand von $0,25 \text{ K W}^{-1}$ gewählt [D7].

3.7 Auslegung des MF-Transformators

In diesem Abschnitt wird die Auslegung für den MF-Transformator durchgeführt. Wie bereits in Abschnitt 2.4 beschrieben, wird der MF-Transformator

als Durchflusswandler betrieben. Die magnetische Auslegung lässt sich somit über die auftretende Spannungszeitfläche aus u_{VB} bestimmen. Die Spannung am Transformator ist in Abbildung 3.12 dargestellt. Zum Zeitpunkt $t = 0$ s beginnt die Taktung der Vollbrücke. Diese ist so gestaltet, dass der auftretende Hauptfluss Ψ_h im Transformator mittelwertfrei ist. Somit wird das magnetische Material besser ausgenutzt, da hierbei ein positiver und negativer Hauptfluss auftritt.

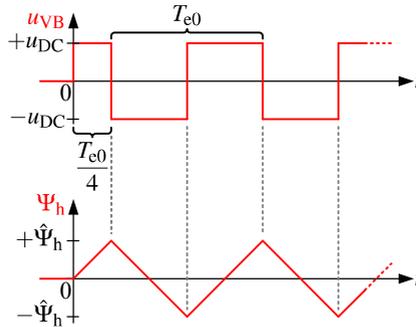


Abbildung 3.12: Erzeugung eines mittelwertfreien Hauptflusses im Transformator

Der Spitzenwert des Hauptflusses $\hat{\Psi}_h$ lässt sich anhand der Gleichung (3.22) berechnen. Bei der Wahl von u_{DC} ist darauf zu achten, dass durch dynamische Vorgänge kurzfristig höhere Zwischenkreisspannungen auftreten können. Diese sind bei der Auslegung zu berücksichtigen, um eine Sättigung des Transformators zu vermeiden.

$$\hat{\Psi}_h = u_{DC} \cdot \frac{T_{e0}}{4} \quad (3.22)$$

Für die elektrische Auslegung muss der Effektivstrom in der Primär- und Sekundärwicklung ermittelt werden. Hierbei wird davon ausgegangen, dass der Magnetisierungsstrom $i_{\mu, MF}$ vernachlässigbar klein ist und somit $i_{VB} = i_e$ gilt. Der Effektivstrom I_e lässt sich anhand der Gleichung (3.23), unter Vernachlässigung von Verlusten, berechnen.

$$I_e = \frac{P_{a, \max}}{u_{DC}} \quad (3.23)$$

Wie in Abschnitt 4.1.3 ausgeführt wird, wurde der Transformator nach den oben berechneten Eckdaten bei der Firma Eltra GmbH gefertigt.

4

Versuchsaufbau

Dieses Kapitel beschreibt den Versuchsaufbau des SPMMC-Prüfstands. Der Versuchsaufbau soll zeigen, dass das erarbeitete Konzept für eine universelle Drehspannungsquelle in der Praxis umsetzbar ist. Der hier vorgestellte Versuchsaufbau wird in den nachfolgenden Kapiteln für die Messungen eingesetzt.

Der Aufbau unterteilt sich in den Leistungsteil und die Signalverarbeitung des SPMMCs. Eine Übersicht des Versuchsaufbaus ist in Abbildung 4.1 dargestellt und wird anhand des Leistungsflusses vom Netz zur Last erläutert. Die Versorgung des Aufbaus erfolgt über das dreiphasige 400 V-Netz. Durch das Active Front End (AFE) wird die Zwischenkreisspannung u_{DC} von 700 V bereitgestellt. Anschließend wird aus der Zwischenkreisspannung mit der MF-Vollbrücke die rechteckförmige Eingangsspannung u_e erzeugt und mithilfe des Transformators galvanisch getrennt. Der 1AC-3AC MMC wird über die Spannung u_e versorgt. Die Last wird an dessen dreiphasigen Ausgang angeschlossen.

Als Signalverarbeitungsplattform wird das ETI-DSP-System eingesetzt, welches am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) entwickelt wurde [40]. Zentraler Bestandteil ist der Digitale Signalprozessor (DSP), welcher die Berechnung der Steuer- und Regelalgorithmen durchführt. Über eine USB-Verbindung können Variablen auf dem DSP geschrieben sowie ausgelesen und am PC verarbeitet werden. Mit dem parallelen

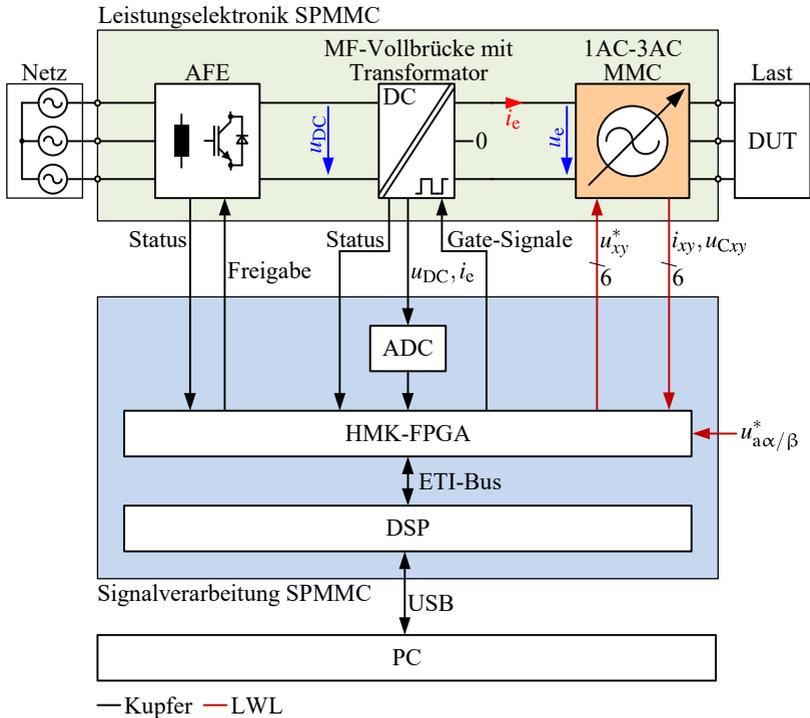


Abbildung 4.1: Übersicht der Leistungselektronik und Signalverarbeitung des SPMMCs

ETI-Bus können über einen 10 bit-Adress- und 16 bit-Datenbus Peripheriekarten angesprochen werden. Im Falle dieses Aufbaus ist als Peripherie nur eine Hochleistungsmodulorkarte (HMK) vorhanden. Diese beinhaltet einen frei programmierbaren FPGA sowie 275 digitale 3,3 V Ein- und Ausgänge. Die HMK steuert über deren Ein- und Ausgänge die Komponenten der Leistungselektronik an. Als AFE wird ein Siemens SINAMICS S120 eingesetzt, welches für dessen Ansteuerung ein Freigabe-Signal und eine Auswertung für dessen Status benötigt. Die MF-Vollbrücke gibt den Status des Umrichters sowie die Messwerte der Zwischenkreisspannung u_{DC} und der Ausgangsströme an die Signalverarbeitung zurück. Die analogen Signale werden mit einem Analog-Digital-Wandler (ADC) digitalisiert und an die HMK übertragen. Zur Erzeugung der Rechteckspannung werden hierzu in Abhängigkeit von dem Vorzeichen $\text{sign}(u_e)$ die Gate-Signale

erzeugt. Der 1AC-3AC MMC besitzt eine weitere Signalverarbeitung, welche in dem Abschnitt 4.1.4 näher erläutert wird. Die HMK kommuniziert pro Zweig über je einen Lichtwellenleiter (LWL) zum Senden der Zweigsollspannungen und zum Empfangen der Zweigströme und der Zweigkondensatorspannungen. Die Ausgangssollspannungen des SPMMCs werden über einen weiteren LWL an die HMK übertragen.

Auf dem PC ist ein auf LabVIEW basierendes Monitorprogramm im Einsatz, welches in den Arbeiten [S2, S14, S15] weiterentwickelt wurde. Das Monitorprogramm verfügt über Treiber zu verschiedenen Geräten, wie beispielsweise dem eingesetzten DSP. Mithilfe des Monitorprogramms können Variablen auf den Geräten verändert, ausgelesen und angezeigt werden. Außerdem besteht beim DSP die Möglichkeit, Variablen für einen gewissen Zeitraum lückenlos mit jeder Regelperiode aufzuzeichnen und an das Monitorprogramm zu übertragen. Somit sind lückenlose Kurzzaufzeichnungen möglich, um auch dynamische Vorgänge auswerten zu können. Hierfür stehen diverse Triggerfunktionalitäten zur Verfügung. Zudem können mithilfe von Messroutinen automatische Messaufträge ohne Interaktion des Nutzers durchgeführt und protokolliert werden.

4.1 Beschreibung der Komponenten

In diesem Abschnitt wird der Aufbau und die Funktion der Hauptkomponenten des SPMMCs beschrieben.

4.1.1 ETI-DSP-System

In den folgenden Abschnitten werden die verwendeten Komponenten des am ETI entwickelten DSP-Systems vorgestellt. Dieses System wurde über mehrere Generationen von wissenschaftlichen Mitarbeitern stets weiterentwickelt und an den Stand der Technik angepasst. [40, 41]

4.1.1.1 Digitaler Signalprozessor (DSP)

Als Digitaler Signalprozessor (DSP) wird der TMS320C6748 von Texas Instruments [D8] eingesetzt. Dieser stellt die Rechenleistung für die Steuer- und Regelalgorithmen in Festkomma- und Fließkomma-Arithmetik zur Verfügung. Der DSP hat eine Taktrate von 456 MHz und erreicht eine Rechenleistung bis zu 2746 MFLOPS. Zur Kommunikation mit dem Steuerungsrechner verfügt die DSP Hardware über eine galvanisch getrennte USB 2.0 Schnittstelle. Zusätzlich ist noch eine Anbindung an den ETI-Bus vorhanden, um mit Peripheriekarten kommunizieren und somit die Hardware ansprechen zu können. Der DSP ist in der Abbildung 4.2 (a) dargestellt.

Die Software für den DSP wird grundsätzlich in der Programmiersprache „C“ programmiert. Darauf aufgesetzt, kann der Embedded Coder von MathWorks benutzt werden, um aus einem Simulink-Modell mittels Codegenerierung, Software in C für den DSP zu erstellen. Die in dieser Arbeit verwendete modellbasierte Entwicklung hat den Vorteil, dass sich das erzeugte Programm identisch zu dem in Simulink aufgebauten Modell verhält und somit sich die Entwicklungszeit verkürzt.

4.1.1.2 Hochleistungsmodulatkarte (HMK)

Das Herzstück der HMK ist der frei programmierbare FPGA EP4CE40F23C6 der Cyclone IV-Familie von Intel [D9] mit 39600 Logikzellen. Die HMK besitzt eine Schnittstelle, um Daten mit dem DSP für den ETI-Bus austauschen zu können. Die restlichen 275 Ein- und Ausgänge des FPGAs sind auf Pfostenleisten zur freien Verfügung herausgeführt. Über diese Pins kann beliebige Peripherie angesprochen werden. Die HMK ist in der Abbildung 4.2 (b) dargestellt.

4.1.1.3 Analog-Digital-Wandler (ADC)

Um analoge Messsignale in digitale Werte umwandeln zu können, wurden für das ETI-DSP-System ADC-Peripheriekarten mit dem Baustein THS1206 von Texas Instruments [D10] entwickelt. Diese können direkt an die HMK angeschlossen

werden und messen mithilfe eines analogen Frontends bis zu acht Spannungen im Bereich von $\pm 10\text{ V}$ mit $1,5\text{ MS s}^{-1}$ und einer Auflösung von 12 Bit. Auf der HMK befindet sich die Logik, um den ADC anzusteuern und auszuwerten. Hierbei besteht die Möglichkeit, Mittelwerte während einer Periode sowie Momentanwerte zum Interrupt zu erfassen und zu verwenden. Die ADC-Peripheriekarte ist in der Abbildung 4.2 (c) dargestellt.



(a) Digitaler Signalprozessor (b) Hochleistungsmodul-torkarte (c) AD-Karte mit 8 Kanälen

Abbildung 4.2: Eingesetzte Standard-Peripheriekarten für die Signalverarbeitung

4.1.2 Active Front End (AFE)

Das Schaltbild des Active Front Ends (AFE) ist in der Abbildung 4.3 dargestellt. Die DBS ist mit deren drei Halbbrücken über die Netzdrosseln L_N mit dem dreiphasigen Spannungsnetz verbunden. Die Zwischenkreisspannung u_{DC} am Zwischenkreiskondensator C_{AFE} wird über die Steuer- und Regelungseinheit während des Betriebs auf deren Sollwert geregelt.

Als AFE wird ein SINAMICS S120 55 kW der Firma Siemens AG eingesetzt [42]. Die Parametrisierung erfolgt über die mitgelieferte Software und wird während des Betriebs nicht verändert. Das AFE wird lediglich über die Freigabeleitung von der HMK eingeschaltet und meldet über die Statusleitung, ob ein ordnungs-

gemäß Betrieb vorliegt. Die Spannungsversorgung wurde in der Arbeit [S12] projektiert, aufgebaut und in Betrieb genommen.

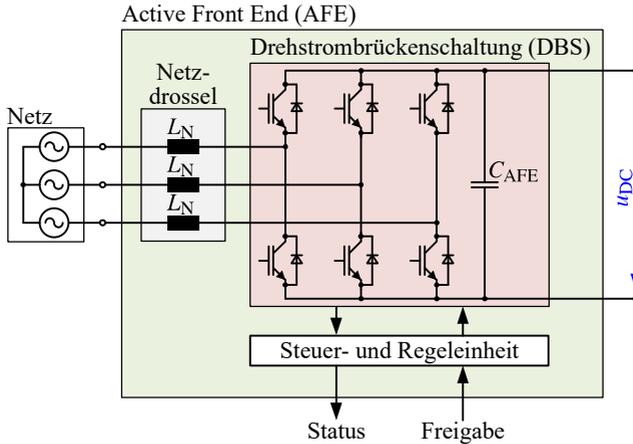


Abbildung 4.3: Schaltbild eines Active Front Ends bestehend aus drei Netzdrosseln und einer Drehstrombrückenschaltung

4.1.3 MF-Vollbrücke mit Transformator

Die galvanische Trennung beim SPMCM wird mit der in der Abbildung 4.4 dargestellten Schaltung erreicht. Die Rechteckspannung wird mithilfe von zwei Einplatinenstromrichtern (EPSR) erzeugt, welche am ETI entwickelt wurden. Ein EPSR besteht hierbei aus einer Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT)-DBS mit dem Modul FS75R12KT4_B15 von Infineon [D11] und den dazugehörigen Gate-Treibern, der Signalverarbeitung sowie den Strom- und Spannungsmessungen. Um die notwendige Stromtragfähigkeit der Halbleiter zu erreichen, wurden alle drei Phasen eines EPSRs parallel geschaltet. Die Parallelschaltung stellt für die Halbleiter kein Problem dar, da diese in einem Modul und somit auch auf einem Kühlkörper montiert sind. Die galvanische Einspeisung wurde in der Arbeit [S10] entwickelt, aufgebaut und in Betrieb genommen. Der EPSR ist in der Abbildung 4.5 (a) dargestellt.

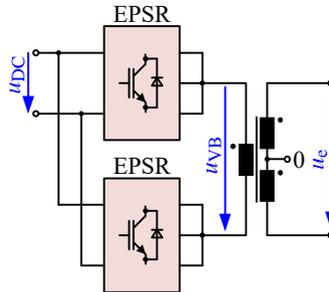


Abbildung 4.4: Vereinfachtes Schaltbild der Erzeugung der rechteckförmigen Spannung u_{VB} und der galvanischen Trennung

Die Randbedingungen wie maximaler Hauptfluss sowie der auftretende Effektivstrom in der Wicklung des MF-Transformators wurden bereits in Abschnitt 3.7 berechnet. Die Frequenz der Eingangsspannung des MMCs wurde zu 1,25 kHz gewählt. Dies entspricht ebenfalls der Frequenz des Hauptflusses des MF-Transformators. Ferrite und nanokristalline Werkstoffe werden üblicherweise bei höheren Frequenzen eingesetzt. Ferrite erlauben in der Regel eine maximale Flussdichte von 0,25 T und sind daher ungeeignet [43]. Nanokristalline Werkstoffe hingegen sind bis zu einer Flussdichte von 1 T aussteuerbar [43], allerdings erheblich teurer als herkömmliches Trafoblech. Für den MF-Transformator wird daher aus Kostengründen ein herkömmliches 50 Hz Trafoblech eingesetzt. Die elektromagnetische Auslegung und Fertigung wurde von der Firma Eltra GmbH anhand der berechneten Eckdaten durchgeführt. Die Abbildung 4.5 (b) zeigt den eingesetzten MF-Transformator.

4.1.4 Beschreibung des 1AC-3AC MMCs

In den folgenden Abschnitten werden die einzelnen Komponenten des 1AC-3AC MMCs vorgestellt. In Abbildung 4.6 ist die Übersicht der Signalverarbeitung des MMCs dargestellt. Jede Phase des MMCs besitzt einen eigenen Phasen-FPGA (PFPGA), welcher jeweils den p- und n-Zweig einer Phase mit je acht Zellen über LWL ansteuert. Zudem ist für jeden Zweig eine Sende- und Empfangsleitung



(a) Einplatinenstromrichter



(b) MF-Transformator

Abbildung 4.5: MF-Vollbrücke mit Transformator

mittels LWL vom PFPGA zur HMK zur Übertragung der Soll- und Istwerte vorhanden.

Die Kommunikation der Soll- und Steuergrößen erfolgt von der HMK zu den PFPGAs. Die PFPGAs berechnen daraus die Soll- und Steuergrößen für die Zellen an dem jeweiligen PFPGA und übertragen diese an die Zellen weiter. Die von den Zellen ermittelten Istwerte werden an die PFPGAs übertragen und von den PFPGAs zusammengefasst und an die HMK übertragen.

In der Abbildung 4.6 sind zusätzlich farblich die Perioden der Berechnungen gekennzeichnet. Der DSP arbeitet mit der Regelperiode T_R . Die Phasen-FPGAs und die Zellen arbeiten mit der Modulationsperiode T_M . Die Schnittstelle zwischen beiden Zeitbasen bildet die HMK mit der hybriden Steuerung aus Abschnitt 2.9.

4.1.4.1 Zelle

Die Zellen des 1AC-3AC MMCs stellen die Hauptkomponenten für den SPMCM dar. Der Schaltplan ist in vereinfachter Form in der Abbildung 4.7 dargestellt. Die Auslegung der Zellkomponenten wurde in Abschnitt 3.6 durchgeführt. Wie

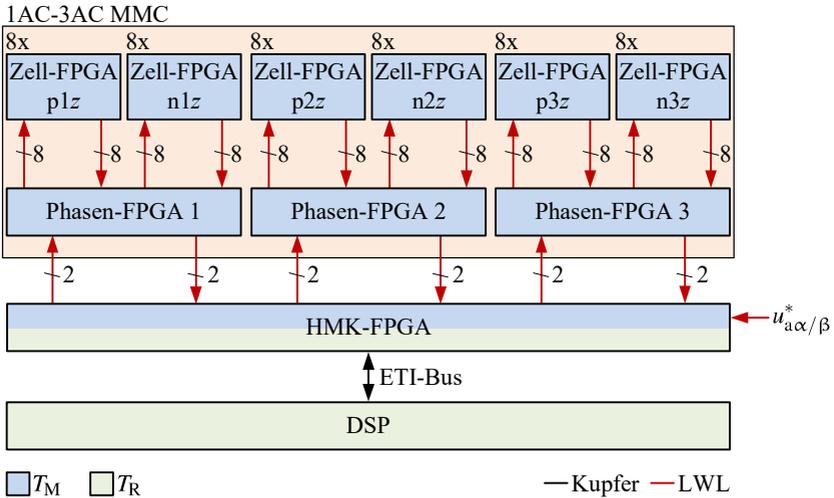


Abbildung 4.6: Übersicht der Signalverarbeitung und Timings des 1AC-3AC MMCs

bereits in Abschnitt 3.6.1 erläutert, werden aufgrund der Stromtragfähigkeit zwei MOSFETs des Typs IPP075N15N3 G von Infineon [D1] je Zellschalter parallel geschaltet. Als Zellokondensator werden zwei Kondensatoren des Typs SLPX222M200H9P3 von Cornell Dubilier [D4] eingesetzt. Die Spannungsversorgung in der Zelle wird über einen Sperrwandler realisiert, welcher aus der Zellokondensatorspannung versorgt wird. Der Sperrwandler erzeugt vier galvanisch getrennte 15 V-Spannungen für die Gate-Treiber der vier Zellschalter sowie eine Spannung von 3,3 V zur Versorgung der Signalelektronik. Die Zelle wurde in den studentischen Arbeiten [S5, S6] entwickelt, aufgebaut und in Betrieb genommen.

Zur Verarbeitung und Erzeugung der Signale wird für den Zell-FPGA der Typ MAX 10 10M04SAE144I7G von Intel eingesetzt [D12]. Dieser ist für die Kommunikation mit dem überlagerten PFPGA mittels Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART)-Schnittstelle zuständig und erzeugt die Gate-Signale zur Ansteuerung der vier Zellschalter. Die Modulation wird wie in dem Abschnitt 2.8.5 beschrieben erzeugt. Zudem wird über den internen Analog-Digital-Wandler (ADC) des MAX 10 die Zellokondensatorspannung $u_{C_{xyz}}$ sowie die Temperatur des Kühlkörpers ϑ_{xyz} erfasst und überwacht. Bei Überschreiten ei-

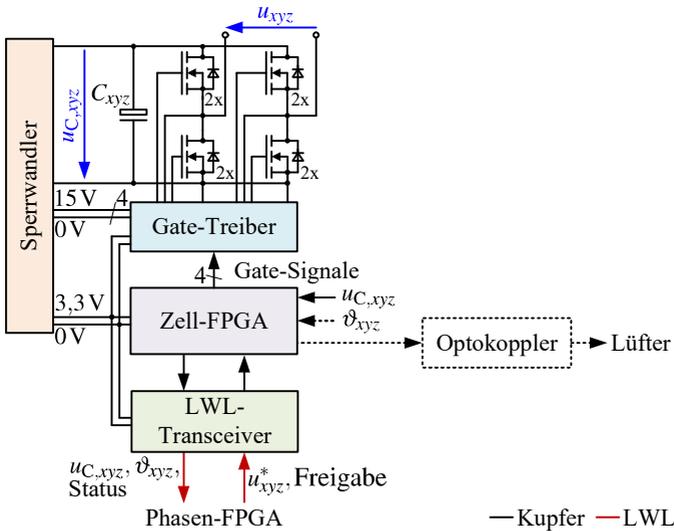


Abbildung 4.7: Schaltplan einer Zelle für den 1AC-3AC MMC

ner voreingestellten Temperaturschwelle wird über einen Optokoppler der Lüfter der zugehörigen Zelle eingeschaltet. Wie in Abschnitt 3.6 erläutert wurde, sind auf einer Leiterplatte zwei Zellen vorhanden. Der gestrichelte Teil (Erfassung von ϑ_{xyz} und die Lüfteransteuerung) in der Abbildung 4.7 ist nur bei einer der beiden Zellen je Leiterplatte vorhanden. Um eine Schiefast der Zelle während des Betriebs des Lüfters zu vermeiden, wird der Lüfter über ein externes 24 V-Netzteil versorgt. Als LWL-Transceiver werden die AFBR-16x4Z und AFBR-26x4Z der Firma Broadcom mit einer Übertragungsgeschwindigkeit bis zu 50 MBd eingesetzt [D13].

Die Abbildung 4.8 zeigt die für den SPMCMC entworfene Leiterplatte mit zwei Zellen. Je Zelle sind zwei Aufsteckleiterplatten vorhanden. Die eine Aufsteckleiterplatte beinhaltet den Sperrwandler ① zur Spannungsversorgung der Zelle. Die andere Aufsteckplatine umfasst den MAX10 und dessen notwendige Peripherie zur Steuerung der Zelle ②. Zur Kommunikation mit der Zelle sind auf der linken Seite die LWL-Transceiver ③ angeordnet. Von einer Zelle sind die Zellschalter ④ sowie die Zellkondensatoren ⑤ deutlich zu sehen. Beide Zellen teilen sich einen Kühlkörper ⑥. An der rechten Seite der Leiterplatte befinden

sich die grünen Steckverbinder für die Zellanschlüsse ⑦. Die oben und unten angebrachten zweipoligen Steckverbinder sind direkt mit dem Zwischenkreis der Zelle verbunden und dienen zur Versorgung während der Inbetriebnahme ⑧. Beim Einsatz im SPMMC werden diese nicht mehr benötigt.

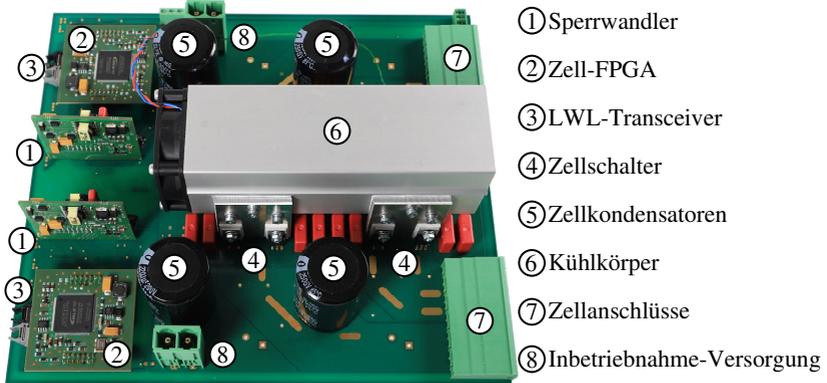


Abbildung 4.8: Leiterplatte mit zwei Zellen des SPMMCs

Die Kommunikation mit dem überlagerten Phasen-FPGA erfolgt über die serielle UART-Schnittstelle bei 50 MBd mit einem Startbit, acht Datenbits, einem Paritätsbit und einem Stoppbit. Die Send- und Empfangsrichtung besitzt jeweils einen eigenen LWL und somit erfolgt die Kommunikation voll duplex. Die zeitliche Abfolge der Kommunikation zwischen der Zelle und dem überlagerten Phasen-FPGA ist in der Abbildung 4.9 dargestellt. Beim Nulldurchgang des Trägersignals wird jeweils die Zellkondensatorspannung $u_{C,xyz}$ und die Temperatur des Kühlkörpers ϑ_{xyz} gemessen. Anschließend werden die Messdaten und der Status der Zelle zum PFPGA übertragen. Der PFPGA sendet wiederum kurz vor Ende der Modulationsperiode die neue Zellsollspannung u_{xyz}^* und daraufhin wird auf dem Zell-FPGA der Aussteuergrad berechnet und zu Beginn der nächsten Modulationsperiode übernommen. Um ein Auseinanderdriften der Trägersignale zwischen den einzelnen FPGAs zu vermeiden, findet zu Beginn jeder Modulationsperiode eine Synchronisierung des Trägersignals mit dem überlagerten PFPGA statt.

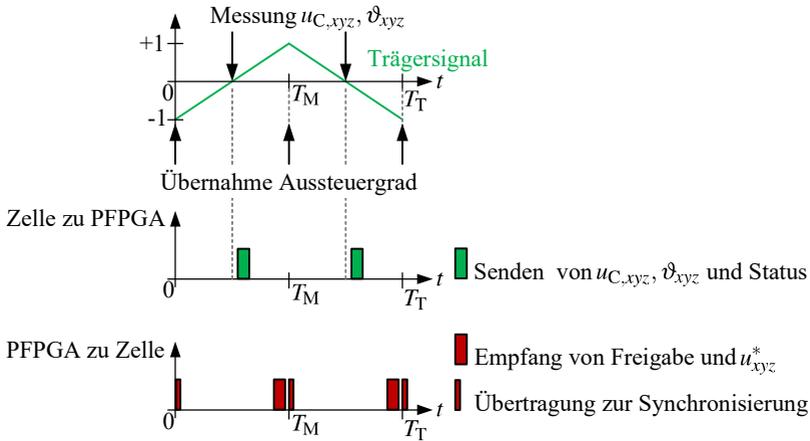


Abbildung 4.9: Schematische Darstellung der Kommunikation zwischen der Zelle und dem überlagerten Phasen-FPGA

4.1.4.2 Phasen-FPGA

Der Phasen-FPGA ist für die Ansteuerung einer kompletten Phase des MMCs zuständig. Dies umfasst die Kommunikation mit den Zellen des p- und n-Zweigs, die Messung von Zweigströmen, die Messung der Eingangs- und Phasenspannung und die Ansteuerung der Relais. Der leistungselektronische Aufbau einer Phase ist in der Abbildung 4.10 dargestellt. Dieser ist weitgehend bekannt, wurde aber je Zweig um ein Vorladerelais $K_{xy,V}$ und dessen zugehörigen Vorladewiderstand R_V erweitert. Der Vorladekreis kann mit dem Hauptrelais $K_{xy,H}$ für den Normalbetrieb überbrückt werden. Um ein störungsfreies Anlaufen des MMCs zu ermöglichen, ist zusätzlich ein Ausgangsschütz K_{ay} vorhanden, um gegebenenfalls eine angeschlossene Last abzutrennen.

Als Phasen-FPGA wird der FPGA EP4CE22F17C8 der Cyclone IV-Familie von Intel [D9] mit 22000 Logikzellen verwendet. Der Phasen-FPGA misst und überwacht die beiden Zweigströme i_{py} und i_{ny} , die Eingangsspannung u_e sowie die Ausgangsspannung u_{ay0} mithilfe der bereits vorgestellten ADC-Peripherie des ETI-DSP-Systems. Zudem werden die Relais ebenfalls vom Phasen-FPGA aus angesteuert. Die Kommunikation mit den Zellen sowie der übergeordneten HMK

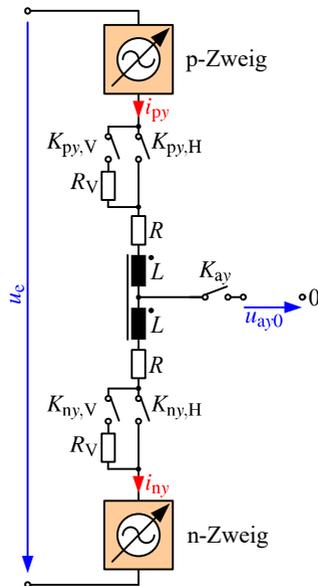


Abbildung 4.10: Aufbau einer Phase des MMCs mit der Vorladeeinrichtung und Ausgangsrelais

findet über LWL statt, siehe Abbildung 4.6. Für jeden Zweig wird der Sortier- und Auswahlalgorithmus durchgeführt, um ein Symmetrieren der Zellkondensatorspannungen im Zweig zu erreichen. Das Vorgehen ist in den Abschnitten 2.8.2 und 2.8.3 beschrieben. Als Sortieralgorithmus wird ein für parallele Datenverarbeitung optimiertes Odd-Even-Transposition-Sortiernetzwerk [44] verwendet. Da für die MMC-Regelung lediglich die Zweigkondensatorspannung erforderlich ist, wird auf dem Phasen-FPGA die Summe aller Zellkondensatorspannungen eines Zweiges berechnet.

In der Abbildung 4.11 ist der Phasen-FPGA dargestellt. Auf der linken Seite sind die LWL-Transceiver zur Kommunikation mit den Zellen und der HMK zu sehen. Der eigentliche FPGA ist als Aufsteckplatine konzipiert und ist auf der grünen Leiterplatte zu sehen. Über die Pfostensteckverbinder kann eine beliebige Peripherie angebunden werden. Im Falle des Phasen-FPGAs werden dort die Relais und die ADCs zur Zweiggrößenmessung angeschlossen.

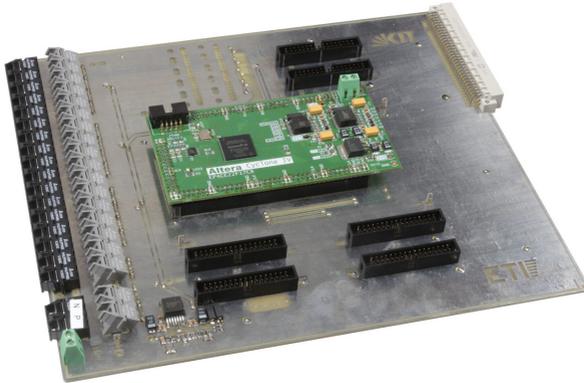


Abbildung 4.11: Phasen-FPGA mit den LWL-Transceivern und Pfostensteckern zur Anbindung von Peripherie

Die Abbildung 4.12 zeigt den zeitlichen Ablauf und die wichtigsten Schritte beim Vor- und Aufbereiten der Daten im Phasen-FPGA. Wie die Zelle empfängt der Phasen-FPGA zu Beginn einer Modulationsperiode eine Synchronisierungsübertragung von der HMK. Gleichzeitig wird die Messung der Zweiggrößen durchgeführt und nach Erhalt der Daten an die HMK gesendet. Sobald die Zellen die Kondensatorspannungen senden, erfolgt die nächste Aktion auf dem Phasen-FPGA. Ist die Kondensatorspannung von allen Zellen des Zweigs empfangen worden, startet die Sortierung der Zellkondensatorspannungen sowie die Berechnung der Zweigkondensatorspannung. Diese wird nach erfolgter Berechnung an die HMK gesendet. Anschließend werden die Steuerbits und die Zweigsollspannung von der HMK an den PFPGA gesendet. Daraufhin wird der Auswahlalgorithmus gestartet. Ist dieser beendet, werden an alle Zellen die jeweiligen Zellsollspannungen gesendet. Kurze Zeit darauf startet eine neue Modulationsperiode und dieser Vorgang wiederholt sich.

Als Stromsensoren für die Zweigströme kommen Kompensationsstromwandler LA 100-P von der Firma LEM [D14] mit einem Messbereich von $\pm 150\text{ A}$ zum Einsatz. Ein analoges Frontend bereitet den Messstrom auf, wandelt ihn in eine proportionale Spannung um und gibt diese an die ADC-Peripheriekarte weiter. Die Spannungsmessung erfasst Spannungen im Bereich von $\pm 1000\text{ V}$ mithilfe

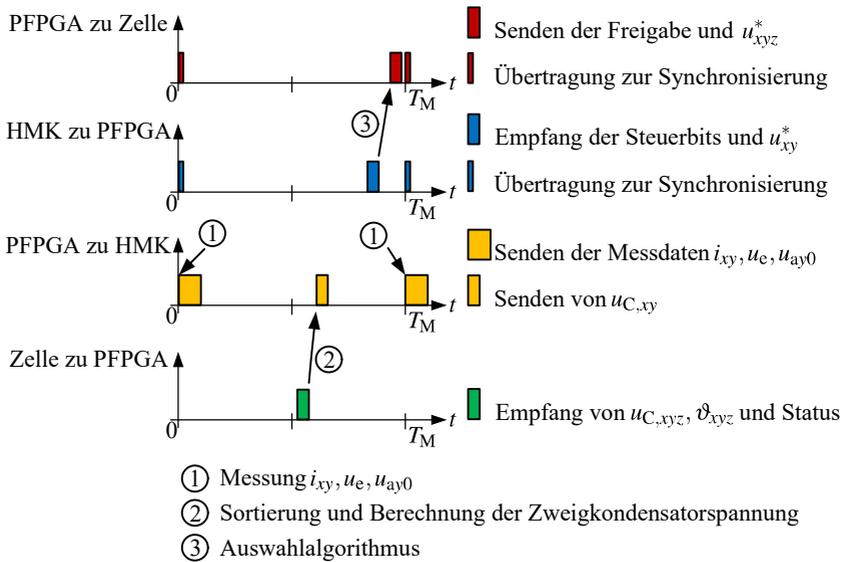


Abbildung 4.12: Schematische Darstellung der Kommunikation zwischen dem Phasen-FPGA, den Zellen und der HMK für einen Zweig

eines hochohmigen Subtrahierverstärkers und gibt diese ebenfalls an die ADC-Peripherie weiter.

4.2 Fehlerüberwachung

Der SPMMC ist mit einer Fehlerüberwachung ausgestattet, um im Fehlerfall eine Abschaltung durchführen zu können. Hierfür werden zwei Fehlerarten unterschieden. Bei der ersten Fehlerart detektiert der DSP einen Fehler und fährt den SPMMC gezielt herunter. Bei der zweiten Fehlerart detektiert einer der FPGAs einen Fehler und schaltet den SPMMC ab. Hierfür ist ein LWL-Fehlerring vorhanden, der die HMK und alle drei Phasen-FPGAs in einem Ring verschaltet. Stellt ein FPGA einen Fehler fest, wird dies den weiteren Teilnehmern

im Fehlerring signalisiert und diese leiten dann selbstständig ohne Mitwirken des DSPs die Abschaltung ein.

In den Zellen werden die Zellkondensatorspannungen auf Über- und Unterspannung überwacht. Die Kühlkörpertemperatur wird auf den maximal zulässigen Wert hin überprüft und bei Überschreiten ein Fehler ausgelöst. Des Weiteren wird überprüft, ob während der Kommunikation ein Übertragungsfehler aufgetreten ist, zum falschen Zeitpunkt empfangen oder kein Wert empfangen wurde.

Der Phasen-FPGA wertet den Status jeder einzelnen Zelle aus und prüft die Ein- und Ausgangsspannung sowie die Zweigströme der Phase auf Überschreiten der Maximalwerte. Die Kommunikation über die LWL mit der Zelle wird im PFPGA ebenfalls wie bei der Zelle selbst überwacht. Zusätzlich wird die Kommunikation mit der HMK überwacht. Stellt der Phasen-FPGA einen Fehler fest, signalisiert er dies den anderen FPGAs im Fehlerring.

Die HMK überwacht den Zustand des AFEs sowie der EPSR der MF-Vollbrücke auf Fehler. Zudem wird überprüft, ob der DSP in jeder Regelperiode rechtzeitig neue Sollwerte an die HMK gesendet hat, um Fehler durch Abstürze oder aufgrund zu langer Rechenzeiten des DSPs abzufangen. Die LWL-Kommunikation wird hier ebenfalls auf Übertragungsfehler zwischen den Phasen-FPGAs sowie dem Eingang für die Soll-Ausgangsspannung kontrolliert.

Der DSP überprüft sowohl die Grenzwerte der Zweigkondensatorspannungen sowie der Zwischenkreisspannung u_{DC} . Zusätzlich wird noch die Not-Stopp-Einrichtung ausgewertet, um bei Betätigung den SPMMC herunterfahren zu können.

4.3 Anfahren des SPMMCs

Die hier verwendeten Zellen versorgen die Signalelektronik selbstständig aus den Zellkondensatoren. Dies bedeutet, dass bei einem ausgeschalteten SPMMC keinerlei Steuerungsmöglichkeit der Zellen besteht. In diesem Abschnitt wird das Anfahren des Umrichters kurz erläutert.

Zu Beginn sind alle Relais des MMCs geöffnet. Als erstes wird die Freigabe für das AFE erteilt, welches die Zwischenkreisspannung u_{DC} auf 700 V auflädt. Nach dem Anfahren des AFEs wird die MF-Vollbrücke aktiviert, sodass die rechteckförmige Eingangsspannung u_e anliegt. Beim Start der Taktung muss die Abbildung 3.12 beachtet werden, sodass ein mittelwertfreier Hauptfluss im Transformator entsteht. Um die Zellkondensatoren aufladen zu können, werden zuerst die Vorladerelais $K_{xy,V}$ geschlossen. Somit beginnt ein über den Vorladewiderstand R_V begrenzter Strom zu fließen. Hierbei ist sicherzustellen, dass die Sperrwandler in den Zellen bei der zur Verfügung stehenden Spannung anlaufen und die Signalelektronik der Zellen versorgen können. Sind alle Zellen funktionsfähig, wird den Zellen die Freigabe zur Taktung erteilt. Als Zweigsollspannung wird für beide Zweige eine Spannung vorgegeben, welche kleiner als die Hälfte der Eingangsspannung u_e ist. Somit entsteht ein Stromfluss, welcher die Zweige weiter auflädt. Haben die Zweigkondensatorsollspannungen $u_{C_{xy}}$ die Zweigkondensatorsollspannungen $u_{C_{xy}}^*$ erreicht, wird die Freigabe der Zellen kurzzeitig entzogen, um die Hauptrelais $K_{xy,H}$ zu schließen. Sind die Hauptrelais geschlossen, kann die in dem Abschnitt 2.7 vorgestellte Regelung aktiviert werden. Zudem werden die Vorladerelais wieder geöffnet. Somit ist der SPMMC betriebsbereit und es können bei Bedarf die Ausgangsrelais K_{ay} geschlossen werden.

4.4 Gesamtsystem

In Abbildung 4.13 ist der aufgebaute Versuchsstand dargestellt. Der linke Umrichterschrank (rot umrahmt) beinhaltet den 1AC-3AC MMC. Dies umfasst die 48 Zellen, die Phasen-FPGAs, die Zweigdrosseln sowie die Vor-, Haupt- und Ausgangsrelais. Der rechte Umrichterschrank (gelb umrahmt) beinhaltet das AFE, die MF-Vollbrücke, den MF-Transformator sowie das ETI-DSP-System zur Regelung und Steuerung des SPMMCs. Auf der rechten Seite ist der Computer zur Steuerung des Prüfstands mit dem LabVIEW Monitorprogramm zu sehen (grün umrahmt).

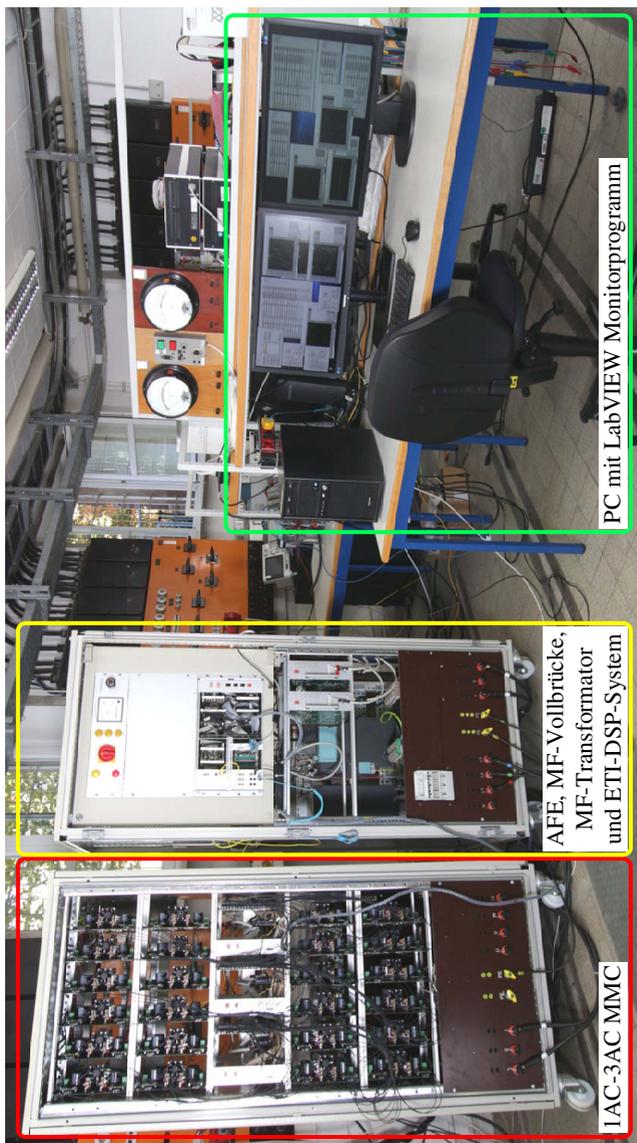


Abbildung 4.13: Aufgebauter Versuchsstand

5

Messungen am SPMMC

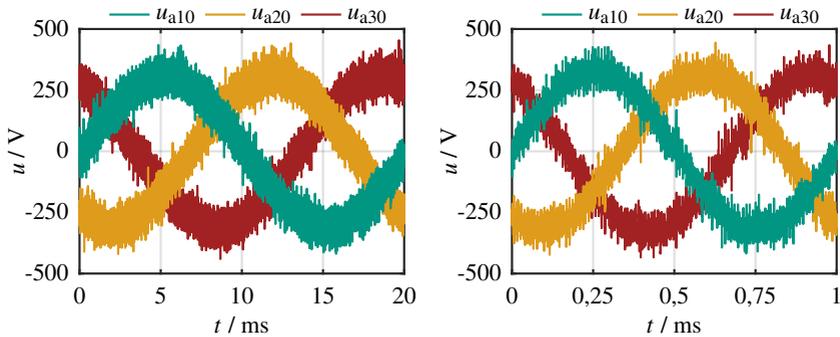
Versuchsaufbau

Dieses Kapitel stellt die Messergebnisse des aufgebauten Versuchsaufbaus des SPMMCs als gesteuerte Spannungsquelle vor. Zunächst werden die Messungen der relevanten Größen des SPMMCs im quasistationären Betrieb gezeigt. Abschließend werden dynamische Messungen dargestellt, welche die Belastbarkeit und Einsatzfähigkeit des SPMMCs unter Beweis stellen.

5.1 Quasistationärer Betrieb

Die Abbildung 5.1 zeigt die Ausgangsstrangspannung u_{ay0} des SPMMCs bei 325 V Amplitude im Leerlauf ohne angeschlossene Last. Die Abbildung 5.1 (a) zeigt die Ausgangsspannung bei 50 Hz und für 1000 Hz in der Abbildung 5.1 (b).

In der Abbildung 5.2 sind zeitlich höher aufgelöste Bilder der Außenleiter-spannungen des SPMMCs zu sehen. Die Modulationsperiode beträgt hierbei



(a) Ausgangsspannung bei $\omega_a = 2\pi \cdot 50\text{Hz}$ (b) Ausgangsspannung bei $\omega_a = 2\pi \cdot 1\text{kHz}$

Abbildung 5.1: Mit einem Oszilloskop gemessene Ausgangsspannungen des SPMCMs bei 325 V Amplitude

$T_M = 10\mu\text{s}$. In der Abbildung 5.2 (a) ist die hybride Steuerung deaktiviert. Dies bedeutet, dass sich der Sollwert der Ausgangsspannung während einer Regelperiode von $T_R = 100\mu\text{s}$ nicht ändert und für zehn Modulationsperioden der gleiche Wert für die Ausgangsspannung ausgegeben wird. Im Unterschied hierzu ist in der Abbildung 5.2 (b) die hybride Steuerung aktiviert, und es wird für jede Modulationsperiode ein neuer Sollwert der Ausgangsspannung vorgegeben. Dies ist deutlich in der Abbildung zu sehen, da sich die Ausgangsspannung kontinuierlich mit jeder Modulationsperiode ändert und somit die Funktionsfähigkeit der hybriden Steuerung beweist.

Die Abbildung 5.3 zeigt die rechteckförmige Ausgangsspannung der MF-Vollbrücke u_{VB} und den Eingangsstrom des 1AC-3AC-MMCs i_e bei einem Lastfluss von 50 kW vom SPMCM zur Last. Hierbei ist deutlich die trapezförmige Kurvenform des Stroms sichtbar, welche durch den Deadbeat-Stromregler mit endlicher Einstellzeit in Phase zur Spannung u_{VB} eingeregelt wird. Dem Strom überlagert ist ein kleiner Stromrippel, welcher durch die diskreten Spannungsniveaus der Zweige hervorgerufen wird. Zu den Umschaltzeitpunkten der MF-Vollbrücke bei $0\mu\text{s}$, $400\mu\text{s}$ und $800\mu\text{s}$ ist ersichtlich, dass der Deadbeat-Stromregler den vorgegebenen Sollwert von 0 A erreicht und somit ein stromloses Umschalten der MF-Vollbrücke stattfindet. Diese Messung zeigt zum einen, dass der Deadbeat-Stromregler wie gewünscht funktioniert und zum anderen, dass

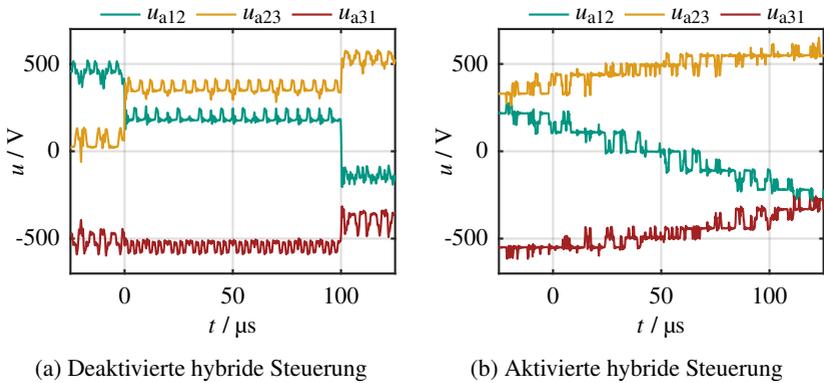


Abbildung 5.2: Mit einem Oszilloskop gemessene Ausgangsspannung bei deaktivierter und aktivierter hybrider Steuerung

die entkoppelte Steuerung des MMCs in Verbindung mit der hybriden Steuerung keinen Einfluss auf die Stromregelung der MMC-Ströme hat.

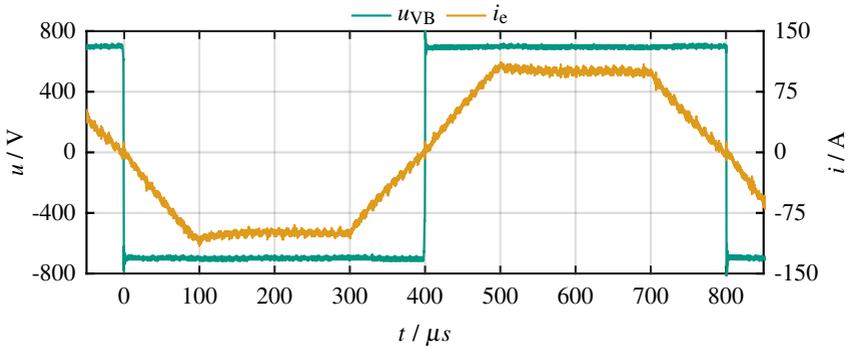


Abbildung 5.3: Mit einem Oszilloskop gemessene Rechteckspannung der MF-Vollbrücke u_{VB} und Eingangsstrom des 1AC-3AC MMCs i_e bei +50 kW Ausgangsleistung

Die Abbildung 5.4 zeigt die Eingangsspannung des 1AC-3AC-MMCs u_e , die gestellte Zweigspannung u_{p1} des Zweigs p1 und die Ausgangsspannung u_{a10} des SPMMCs. Hierbei ist deutlich die benötigte Dynamik der Zweigspannungen

sichtbar, da diese zum gleichen Zeitpunkt wie die Eingangsspannung umschalten müssen, um einen Stromanstieg des Eingangsstroms zu verhindern. Zudem ist in der Zweigspannung die Ausgangsspannung überlagert, welche mit 100 kHz geändert wird.

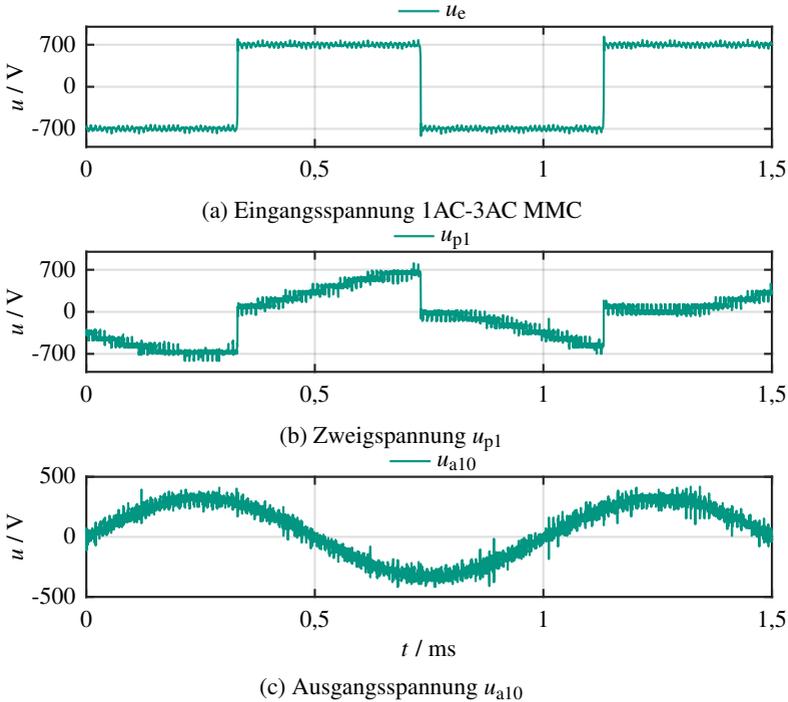


Abbildung 5.4: Mit einem Oszilloskop gemessene Eingangsspannung, Zweigspannung und Ausgangsspannung des 1AC-3AC-MMCs

Die Abbildung 5.5 (a) stellt das vom DSP generierte Vorzeichen der Eingangsspannung $\text{sign}(u_e)$ dar. In der Abbildung 5.5 (b) ist der berechnete Sollstrom i_{e0}^* für den Stromregler dargestellt. Hierbei ist der charakteristische Verlauf von ξ_i (siehe Abbildung 2.12) im Sollstrom wiederzuerkennen. Eine Regelperiode vor dem Umschalten der Polarität der Eingangsspannung wird für den Stromsollwert 0 A vorgegeben und somit wird das ZCS erzielt. Um die erfolgreiche Funktion des Stromreglers zu demonstrieren, ist in der Abbildung 5.5 (b) ebenfalls der gemessene sowie abgetastete Istwert des Eingangsstroms i_{e0} dargestellt. Der Istwert

ist um zwei Regelperioden gegenüber dem Sollstrom verzögert. Die Berechnung der neuen Stellgröße benötigt eine Regelperiode. Eine weitere Totzeit über eine Regelperiode tritt auf, bis die Stellgröße die Regelgröße beeinflusst hat.

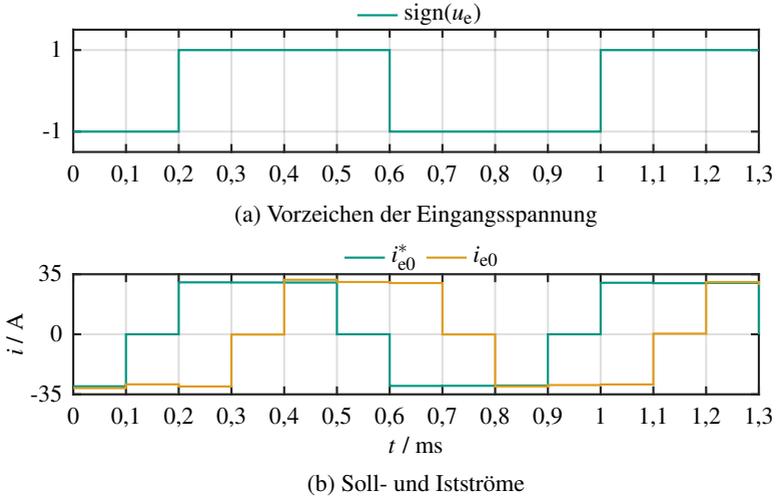


Abbildung 5.5: Verhalten des Deadbeat-Stromreglers für den Eingangsstrom i_{e0}

Die Abbildung 5.6 zeigt den berechneten Energiehub Δw und den gemessenen Energiehub Δw_M bei einer Ausgangsfrequenz von 50 Hz bei einer Amplitude von 325 V und einer Scheinleistung von 50 kV A. Die berechneten Werte wurden der Abbildung 3.1 (b) bei 50 Hz entnommen. Für die Messung wurde ein AFE an die Ausgangsseite des SPMCMs angeschlossen und entsprechende Wertepaare von i_d und i_q eingepreßt, um den Bereich für φ_a von $-\pi$ bis $+\pi$ bei einer Stromamplitude von 102 A abzudecken. [S13]

Bei dem berechneten und gemessenen Energiehub im Zweig ist das grundsätzliche Verhalten identisch. Der größte Energiehub tritt jeweils bei reiner Blindleistung am Ausgang auf. Der kleinste berechnete Energiehub tritt bei reiner Wirkleistungsabgabe auf. Bei dem gemessenen Energiehub ist bei reiner Leistungsabgabe ein um ≈ 2 J höherer Energiehub als bei reiner Leistungsaufnahme am Ausgang vorhanden. Der Unterschied zwischen Leistungsauf- und Leistungsabnahme ist darauf zurückzuführen, dass die Verluste des SPMCMs einmal aus dem speisenden Netz und einmal aus der Lastseite gedeckt werden.

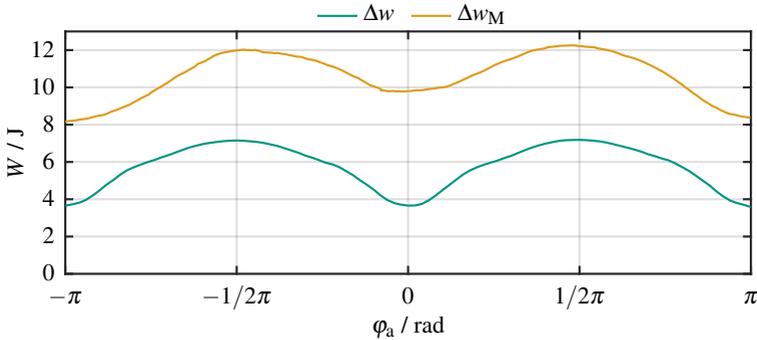


Abbildung 5.6: Vergleich zwischen dem berechneten Energiehub Δw und dem gemessenen Energiehub Δw_M bei einer Ausgangsfrequenz von 50 Hz

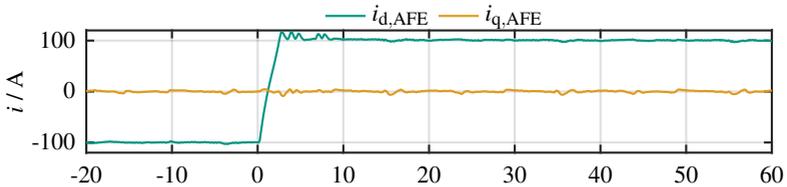
Bei der Berechnung des Energiehubs wurden die Verluste vernachlässigt. Der zusätzliche Offset von $\approx 5 \text{ J}$ zwischen der Berechnung und der Messung ist auf die zusätzlichen Ströme zur Symmetrierung des SPMMCs zurückzuführen, welche bei der Berechnung vernachlässigt wurden. Ein weiterer Anteil am Offset ist dem durch das AFE verursachten Ripplestroms geschuldet. Dieser wurde bei der Berechnung vernachlässigt.

Zusammenfassend ist festzuhalten, dass der qualitative Verlauf des Energiehubs durch die Berechnung abgebildet wird. Allerdings ist der berechnete Energiehub durch die getroffenen Annahmen zu niedrig. Dies stellt bei diesem Aufbau kein Problem dar, da die Zellkondensatoren in dem Kapitel 3 nach dem auftretenden Effektivstrom ausgelegt wurden. Diese wurden um den Faktor 10 größer als für den berechneten Energiehub notwendig gewählt.

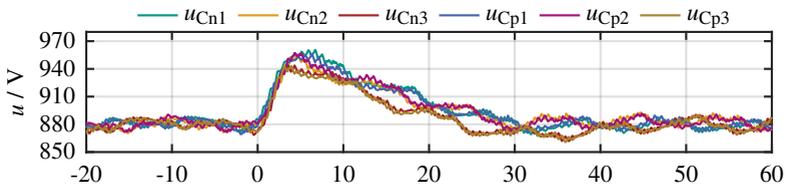
5.2 Dynamischer Betrieb

Die Abbildung 5.7 zeigt das dynamische Verhalten des SPMMCs bei einem Lastsprung an der Ausgangsseite von $+50 \text{ kW}$ auf -50 kW . Ein positives Vorzeichen in der Leistung bedeutet, dass Leistung vom SPMMC an die Last abgegeben wird. Hierzu wurde ein AFE an die Ausgangsseite des SPMMCs angeschlossen

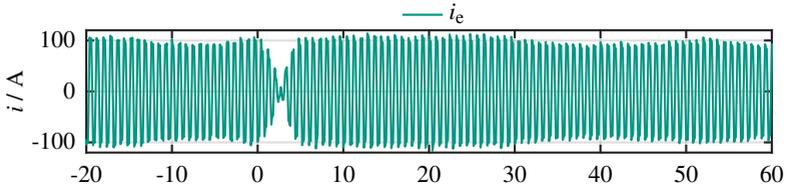
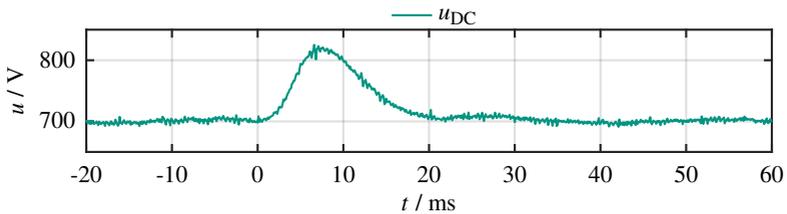
und diesem Sollströme vorgegeben. Die Abbildung 5.7 (a) zeigt die vom AFE eingeregeltten Ströme $i_{d,AFE}$ und $i_{q,AFE}$. Zum Zeitpunkt 0 ms wird der d-Strom und somit der Leistungsfluss reversiert.



(a) AFE-Ströme



(b) Zweigkondensatorspannungen

(c) Eingangsstrom i_e 

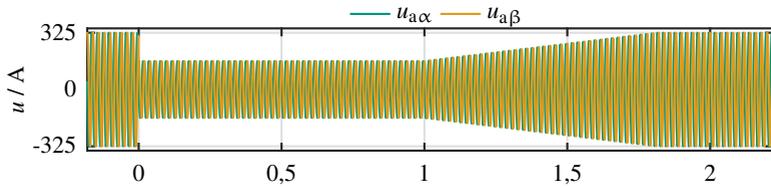
(d) Zwischenkreisspannung des SPMMCs

Abbildung 5.7: Verhalten des SPMMCs bei einem Lastsprung von +50 kW auf -50 kW

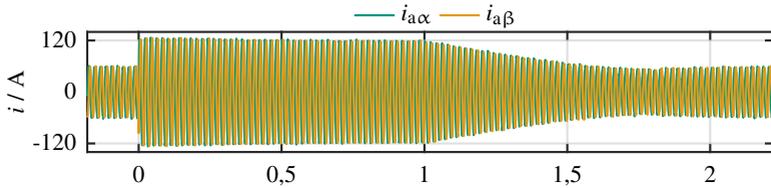
Hierdurch steigen die Zweigkondensatorspannungen in der Abbildung 5.7 (b) an, welche von den Energieregler wieder auf deren Sollwert von 880 V geregelt werden. Die Abbildung 5.7 (c) zeigt den Eingangsstrom i_e des SPMMCs. Dieser wird durch den Energieregler vorgegeben und ab dem Zeitpunkt 3 ms erfolgt hier ebenfalls eine Umkehr des Leistungsflusses. Dies hat ein kurzfristiges Ansteigen der Zwischenkreisspannung u_{DC} in der Abbildung 5.7 (d) zufolge, welches durch das AFE des SPMMCs ausgeregelt wird.

In der Abbildung 5.8 wird mithilfe des SPMMCs ein Spannungseinbruch eines 400 V-Stromnetzes simuliert. Das an den Ausgangsklemmen angeschlossene AFE ist so programmiert, dass dies bei einem Einbruch der Netzspannung zusätzliche kapazitive Blindleistung an dessen Klemmen bereitstellt. Je größer der Spannungseinbruch ist, desto größer ist die zusätzlich bereitgestellte Blindleistung. In der Abbildung 5.8 (a) bricht zum Zeitpunkt 0 s die Spannung mit einer Amplitude von 325 V um die Hälfte auf 162,5 V ein. Nach 1 s erfolgt eine langsame Wiederkehr der Spannung auf die ursprüngliche Amplitude. Die vom SPMMC gemessenen Ausgangsströme sind in der Abbildung 5.8 (b) dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass nach dem Einbruch der Spannung die Stromamplitude ansteigt. Dies ist bedingt durch das implementierte Verhalten des AFEs. Die Stromamplitude bleibt erhalten bis letztlich die Spannungsamplitude wieder ansteigt und die Stromamplitude auf den ursprünglichen Wert absinkt. Der dazugehörige Phasenwinkel φ_a ist in der Abbildung 5.8 (c) dargestellt. Der Verlauf zeigt, dass das AFE dauerhaft Wirkleistung in den SPMMC einspeist. Während dem Spannungseinbruch wird zusätzlich Blindleistung vom AFE eingeprägt. Deshalb ändert sich der Phasenwinkel weiter in Richtung kapazitiver Blindleistung. Nach der Wiederkehr der Spannung wird reine Wirkleistung vom AFE in den SPMMC eingespeist. Die Zweigkondensatorspannungen des SPMMCs sind in der Abbildung 5.8 (d) dargestellt. Zum Zeitpunkt 0 s erhöht sich der Energiehub, da das AFE nun Blindleistung in den SPMMC einspeist. Der dynamische Spannungssprung und die damit eingehende Wirkleistungsänderung werden vom Energieregler problemlos ausgeregelt. Die Regelung des SPMMCs hält somit den Mittelwert der Zweigkondensatorspannungen während der kompletten Messung auf dem Sollwert von 880 V.

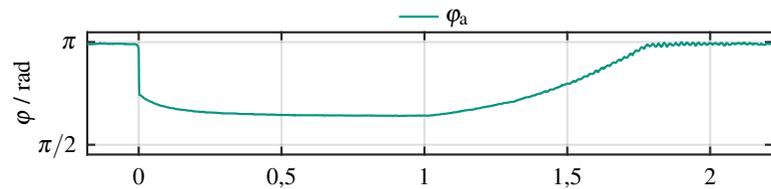
Bei den bisher gezeigten Messungen wurde der erfolgreiche Betrieb des SPMMCs als gesteuerte Quelle und Senke im quasistationären und dynamischen Fall bei unterschiedlichen Ausgangsfrequenzen gezeigt. Der Betrieb des SPMMCs bei der Frequenz 0 Hz und bei unsymmetrischer Belastung wird im



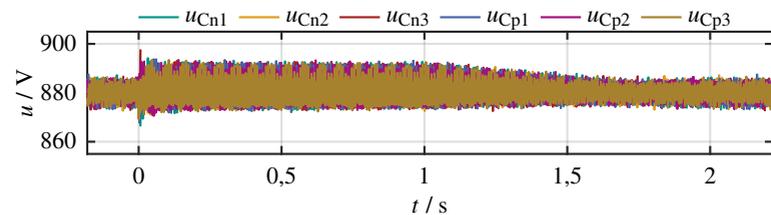
(a) SPMMC Ausgangsspannungen



(b) SPMMC Ausgangsströme



(c) Phasenwinkel



(d) Zweigkondensatorspannungen

Abbildung 5.8: Einsatz des SPMMCs zur Nachbildung eines 400 V-Stromnetzes mit plötzlich abfallender Amplitude und langsamer Wiederkehr

folgenden Kapitel 6 beim Einsatz als Power Hardware-in-the-Loop-Prüfstand demonstriert.

6

Anwendung als Emulator zur Nachbildung einer IPMSM

In diesem Kapitel wird die Anwendung des SPMMCs in einem PHIL-Prüfstand zur Emulation einer hochausgenutzten permanentmagneterregten Synchronmaschine mit nicht vernachlässigbarer Sättigung des Eisens präsentiert. Die Anwendung als PHIL-Emulator wurde gewählt, um die Möglichkeiten des SPMMCs zu demonstrieren. Beinahe alle Eigenschaften der universellen Drehspannungsquelle aus dem Kapitel 1 werden bei einem PHIL-Prüfstand benötigt. Das Anwendungsgebiet hierfür stellt die Hochleistungsprüftechnik im Bereich der Mittel- und Hochspannung dar. Der SPMMC ist hierfür sehr gut geeignet, da dieser in der Spannung und somit auch in der Leistung einfach skalierbar ist.

Die Abbildung 6.1 zeigt die Möglichkeiten zur Untersuchung eines Prüflings. Der zu untersuchende Prüfling, auch Device Under Test (DUT) genannt, wird traditionell an einer Maschine am Maschinenprüfstand betrieben. Hierbei können die Steuerung, Regelung und die Leistungselektronik des DUTs im Rahmen der Möglichkeiten des Maschinenprüfstands untersucht werden. Nachteilig ist, dass für unterschiedliche Maschinen der Maschinenprüfstand umgebaut werden muss oder mehrere Prüfstände vorhanden sein müssen. Der PHIL-Prüfstand dagegen emuliert mithilfe einer Maschinen-Echtzeitsimulation und einem Stellglied das

tatsächliche Klemmenverhalten einer dreiphasigen elektrischen Maschine. Hierzu müssen die drei Phasenströme sowie der Lagegeber der Maschine nachgebildet werden. Der Vorteil von PHIL-Prüfständen gegenüber herkömmlichen Maschinenprüfständen zeigt sich darin, dass diese keine rotierenden Teile besitzen und durch unterschiedliche Modelle sowie Parameter verschiedene Maschinen emulieren können. Ein weiterer Vorteil von PHIL-Prüfständen ist, dass gezielt Parameterungenauigkeiten, mechanische Fehler oder Windungsschlüsse emuliert werden können, sofern diese mathematisch nachbildbar sind. Um das induktive Verhalten der Maschine mit dem SPMCM nachbilden zu können, wird ein induktives Kopplungsnetzwerk benötigt.

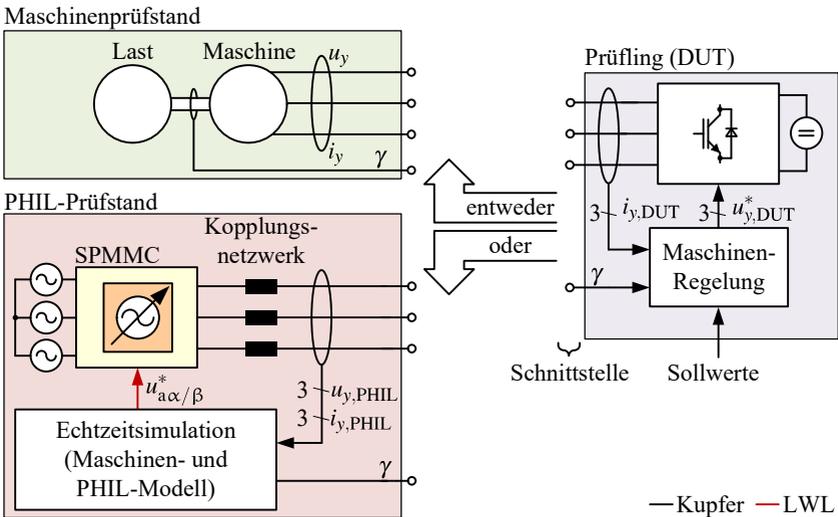


Abbildung 6.1: Möglichkeiten der Untersuchung eines Prüflings

In den Arbeiten [11, 14, 15] wurden PHIL-Emulatoren auf Basis von Multilevel-Umrichtern mit parallelisierten Halbbrücken aufgebaut, untersucht und deren Funktion nachgewiesen (siehe Abbildung 1.4). In der Arbeit [45] wurde erstmals ein Niederspannungs-MMC mit 10 kW Leistung und einer Modulationsfrequenz von 24 kHz als PHIL für eine isotrope und lineare Permanentmagneterregte Synchronmaschine (PSM) vorgestellt. Der dort vorgestellte Aufbau beinhaltet keine galvanische Trennung, weshalb auf der DC-Seite eine stromkompensierte Drossel zur Vermeidung von Gleichtaktströmen eingesetzt werden muss.

Der SPMMC als PHIL-Prüfstand wurde erstmals in [E5] vorgestellt. Die nachfolgenden Abschnitte beschreiben das eingesetzte Maschinen- und PHIL-Modell und führen dann auf die zeitdiskrete Implementierung am Prüfstand. Abschließend werden Vergleichsmessungen zwischen der Maschine und dem PHIL-Prüfstand gezeigt, um die Leistungsfähigkeit des SPMMCs zu demonstrieren.

6.1 Herleitung der Modelle

Für den Betrieb eines PHIL-Prüfstands sind zwei Modelle notwendig. Zum einen wird das Modell der zu emulierenden Maschine benötigt. Zum anderen muss ein Modell für den PHIL-Emulator vorliegen, um die vom Maschinenmodell gelieferten Werte so einprägen zu können, damit sich an der elektrischen Schnittstelle zum Prüfling das korrekte Verhalten einstellt.

6.1.1 Maschinenmodell

In diesem Abschnitt wird eine kurze Herleitung für das Maschinenmodell dargestellt. Als Maschine wird eine symmetrische, dreiphasige permanentmagneterregte Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten (IPMSM), Sättigung und Kreuzverkopplung emuliert. Hierbei werden kapazitive Verschiebestrome, Temperatureffekte, Ummagnetisierungsverluste, Stromverdrängungseffekte sowie Oberwelleneffekte vernachlässigt [46].

In der Literatur [11, 14] sind verschiedene Modelle zur Beschreibung von elektrischen Maschinen bekannt. Lineare Modelle scheiden aufgrund von Sättigungseffekten der zu emulierenden Maschine aus. Das Modell der differentiellen Induktivitäten sowie das Gesamtflussmodell sind Modelle, welche die notwendigen Effekte beschreiben.

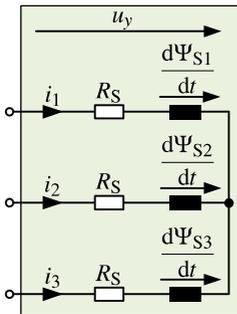
Bei dem Modell der differentiellen Induktivitäten werden als Zustandsgrößen des Modells die Statorströme im dq-System herangezogen. Hierbei müssen zur Modellierung der Sättigung die partiellen Ableitungen der Induktivitäten sowie

die Flüsse in Abhängigkeit der Ströme in sechs Lookup-Tabellen (LUTs) abgelegt werden.

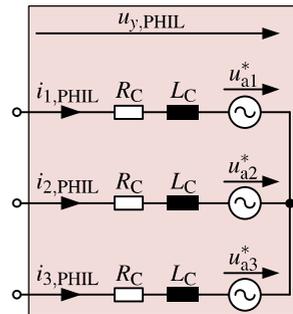
Im Gegensatz dazu werden beim Gesamtflussmodell die Statorflüsse im dq-System als Zustandsgrößen benutzt. Zur Modellierung der Sättigung werden hierzu nur zwei LUTs benötigt, welche die Statorflüsse auf die Statorströme abbilden. Hierzu werden invertierte Flussverkettungskennfelder benötigt. In [46] wurde gezeigt, dass die Flussverkettungskennfelder für dreiphasige Synchronmaschinen invertierbar sind. Die Flussverkettungskennfelder können beispielsweise durch die Vermessung der zu emulierenden Maschine oder aus einer Finite-Elemente-Berechnung ermittelt werden.

Aufgrund der einfacheren Modellbildung und der geringeren Anzahl an benötigten LUTs wird in dieser Arbeit als Maschinenmodell das Gesamtflussmodell eingesetzt und daher kurz vorgestellt.

In der Abbildung 6.2 (a) ist das dreiphasige Ersatzschaltbild einer IPMSM dargestellt. Hierbei werden die Maschinenströme mit i_y bezeichnet, der Statorwiderstand mit R_S und der Fluss in der jeweiligen Statorspule mit Ψ_{Sy} . Die an die Maschine angelegte Spannung wird mit u_y bezeichnet.



(a) Ersatzschaltbild der PSM



(b) Ersatzschaltbild des PHIL-Prüfstands

Abbildung 6.2: Ersatzschaltbilder zur Herleitung des Maschinen- und des PHIL-Modells

Das Ersatzschaltbild der PSM wird mit der Gleichung (6.1) beschrieben, wobei $i_y = i_y(\Psi_{S1}, \Psi_{S2}, \Psi_{S3}, \gamma)$ gilt. Der Winkel γ beschreibt hierbei den elektrischen

Winkel zwischen der ersten Statorwicklung der Maschine und dem Permanentmagnetfluss des Rotors.

$$u_y = R_S \cdot i_y + \frac{d\Psi_{Sy}}{dt} \quad (6.1)$$

Um die Berechnung der Maschine zu vereinfachen, werden die Gleichungen mit Hilfe der Clarke-Transformation $C_{\alpha\beta 0}$ transformiert. Hierbei wird aufgrund des nicht angeschlossenen Sternpunkts die Null-Komponente vernachlässigt. Anschließend erfolgt mithilfe der Gleichung (6.2) die Betrachtung des Raumzeigers \underline{x} im rotierenden dq-Koordinatensystem. Als Transformationswinkel γ_B wird der Winkel zwischen der Phase 1 des Stators und dem Permanentmagnetfluss γ gewählt. Dies führt dazu, dass der Permanentmagnetfluss per Definition an der d-Achse orientiert ist.

$$\underline{x}^{dq} = \underline{x} \cdot e^{-j\gamma_B} \quad (6.2)$$

Das PSM-Modell lässt sich im dq-Koordinatensystem wie folgt darstellen:

$$u_d = R_S \cdot i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega\Psi_q \quad (6.3)$$

$$u_q = R_S \cdot i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega\Psi_d \quad (6.4)$$

Hierbei stellen u_d und u_q die Strangspannungen im dq-System dar. Eine Null-Komponente im Fluss kann nur durch die Maschine selbst erzeugt werden und kann sich aufgrund des nicht angeschlossenen Sternpunkts zu keinem Gleichtaktanteil im Strom an den Klemmen ausdragen [46]. Daher können die Verhältnisse an den Klemmen der Maschine mit den Flüssen in d-Richtung Ψ_d und in q-Richtung Ψ_q dargestellt werden. Die elektrische Kreisfrequenz der Maschine ω ergibt sich durch $d\gamma/dt$. Die beiden transformierten Strangströme i_d und i_q erhält man mithilfe der inversen Flussverkettungskennfelder Ψ_d^{-1} und Ψ_q^{-1} . Diese können, wie in [46] gezeigt, aus den Flussverkettungsfeldern berechnet werden.

$$i_d = \Psi_d^{-1}(\Psi_d, \Psi_q) \quad (6.5)$$

$$i_q = \Psi_q^{-1}(\Psi_d, \Psi_q) \quad (6.6)$$

Die Gleichungen (6.3) bis (6.6) beschreiben eine permanentmagneterregte Synchronmaschine unter den oben genannten Randbedingungen im kontinuierlichen Zeitbereich.

Das innere Drehmoment M_i wird mit der Gleichung (6.7) berechnet. Die Polpaarzahl der Maschine wird mit p angegeben.

$$M_i = \frac{3}{2} p \cdot (i_q \Psi_d - i_d \Psi_q) \quad (6.7)$$

Ein Modell des mechanischen Teils wurde nicht implementiert, da dessen Zeitkonstante groß im Vergleich zur Zeitkonstante des elektrischen Systems ist. Durch das mechanische System werden daher keinerlei Auswirkungen auf die Untersuchung zur Eignung des SPMMC als PHIL-Prüfstand erwartet.

6.1.2 PHIL-Modell

Im vorherigen Abschnitt wurde lediglich das PSM-Modell betrachtet. Dieses wird benötigt, um das Verhalten der elektrischen Maschine zu emulieren. Um die Ausgangsspannungen des SPMMC u_{ay}^* nach den Vorgaben des Maschinenmodells zu berechnen, wird das PHIL-Modell benötigt, siehe Abbildung 6.2 (b). Der PHIL-Prüfstand wird mittels der Gleichung (6.8) beschrieben. Das Modell wurde bereits nach der Ausgangsspannung des SPMMC u_{ay}^* umgestellt. Innerhalb des Modells beschreibt R_C den Widerstand und L_C die Induktivität des erforderlichen Kopplungsnetzwerks zwischen beiden Umrichtern. Als Kopplungsnetzwerk werden aus Gründen der Dynamik Induktivitäten eingesetzt. Die vom Prüfling an den PHIL-Prüfstand angelegte Spannung wird mit $u_{y,PHIL}$ und der hierzu gehörige Strom wird mit $i_{y,PHIL}$ bezeichnet.

$$u_{ay}^* = u_{y,PHIL} - R_C \cdot i_{y,PHIL} - L_C \cdot \frac{di_{y,PHIL}}{dt} \quad (6.8)$$

Das PHIL-Modell kann ebenfalls wie beim Maschinenmodell mithilfe des gleichen Transformationswinkel in das dq-Koordinatensystem transformiert werden:

$$u_{ad}^* = u_{d,PHIL} - R_C \cdot i_{d,PHIL} - L_C \cdot \frac{di_{d,PHIL}}{dt} + L_C \cdot \omega i_{q,PHIL} \quad (6.9)$$

$$u_{\text{aq}}^* = u_{\text{q,PHIL}} - R_C \cdot i_{\text{q,PHIL}} - L_C \cdot \frac{di_{\text{q,PHIL}}}{dt} - L_C \cdot \omega i_{\text{d,PHIL}} \quad (6.10)$$

Aufgabe des PHIL-Prüfstands ist es, ein an den drei Klemmen identisches Verhalten im Vergleich zur Maschine aufzuweisen. Hierzu werden die vom Prüfling angelegten Spannungen $u_{\text{d,PHIL}}$ und $u_{\text{q,PHIL}}$ am PHIL-Prüfstand gemessen und mithilfe des Maschinenmodells die Modell-Ströme i_{d} und i_{q} berechnet. Damit der PHIL-Prüfstand an dessen Klemmen das gleiche Verhalten aufweist, muss $i_{\text{y,PHIL}} = i_{\text{y}}$ gelten. Anhand der Gleichungen (6.9) und (6.10) kann somit die Ausgangsspannung für den SPMMC u_{ad}^* und u_{aq}^* berechnet werden.

Anhand dieser Gleichungen ist zudem ersichtlich, warum der Umrichter des PHIL-Prüfstands eine hohe Modulationsfrequenz sowie eine kurze Reaktionszeit benötigt. Findet beim Prüfling ein Schaltvorgang statt, muss der PHIL-Umrichter möglichst schnell ebenfalls seine Ausgangsspannung u_{ad}^* und u_{aq}^* anpassen, so dass die Ströme korrekt nachgebildet werden.

6.2 Implementierung

Dieser Abschnitt beschreibt die Implementierung des Maschinen- und des PHIL-Modells auf der digitalen Signalverarbeitung. Hierzu müssen die Modelle in eine zeitdiskrete Darstellung überführt werden.

6.2.1 Zeitdiskretisierung

Die in dem Abschnitt 6.1 hergeleiteten Modelle wurden bisher im zeitkontinuierlichen Bereich betrachtet. Um die Modelle auf einer digitalen Signalverarbeitung implementieren zu können, müssen diese in den zeitdiskreten Bereich transformiert werden. Hierzu müssen die Gleichungen (6.3), (6.4), (6.9) und (6.10) zunächst in den Laplace-Bildbereich und anschließend mithilfe der Rechteckregel rückwärts [47] in den z -Bereich transformiert werden:

$$s = \frac{z-1}{z \cdot T_P} \quad (6.11)$$

Die Abtastzeit der Modelle ist mit T_P bezeichnet. Die Rechteckregel rückwärts wurde gewählt, da diese die linke s -Halbebene innerhalb des Einheitskreises der z -Ebene abbildet und somit das System stabil bleibt [47]. In [11] wurde gezeigt, dass eine elektrische Maschine stets stabil ist. Somit ergibt sich im z -Bereich ebenfalls Stabilität.

Für die zeitdiskreten Gleichungen ergibt sich mit $i_{y,PHIL} = i_y$ folgendes:

$$\Psi_d = \Psi_d \cdot z^{-1} + T_P \cdot (u_{d,PHIL} - R_S \cdot i_d + \omega \Psi_q) \quad (6.12)$$

$$\Psi_q = \Psi_q \cdot z^{-1} + T_P \cdot (u_{q,PHIL} - R_S \cdot i_q - \omega \Psi_d) \quad (6.13)$$

$$u_{ad}^* = u_{d,PHIL} - R_C \cdot i_d - L_C \cdot i_d \frac{1 - z^{-1}}{T_P} + L_C \cdot \omega i_q \quad (6.14)$$

$$u_{aq}^* = u_{q,PHIL} - R_C \cdot i_q - L_C \cdot i_q \frac{1 - z^{-1}}{T_P} - L_C \cdot \omega i_d \quad (6.15)$$

6.2.2 Lookup-Tabellen

Wie im Abschnitt 6.1.1 erwähnt wurde, müssen die inversen Flussverkettungskennfelder aufgrund der Kreuzverkopplung und der Nichtlinearität der Maschine als 2D-Kennfelder (LUTs) abgespeichert werden. Anhand der Kennfelder werden die d- und q-Statorströme in Abhängigkeit von den d- und q-Flüssen ermittelt. Aufgrund des begrenzt zur Verfügung stehenden Speichers sind die LUTs ebenfalls in ihrer Größe beschränkt. Um einen kontinuierlichen Werteverlauf für die Ströme zu erhalten, wird die bilineare Interpolation eingesetzt. Hierbei wird der interpolierte Strom anhand der vier um den gewünschten Wert umliegenden Stützstellen berechnet.

6.2.3 Stromregler

Anhand der Gleichungen (6.9) und (6.10) erkennt man, dass die PHIL-Ströme $i_{d,PHIL}$ und $i_{q,PHIL}$ einem rein gesteuerten Betrieb unterliegen. Als Ströme $i_{d,PHIL}$ und $i_{q,PHIL}$ werden die Modellströme i_d und i_q aus dem Maschinenmodell vorgegeben. Es ist leicht ersichtlich, dass bei einer Ungenauigkeit der Spannungsmessung von $u_{d,PHIL}$ bzw. $u_{q,PHIL}$, Ungenauigkeiten durch das Stellglied

oder durch Parameterfehler des Kopplungsnetzwerks es zu Abweichungen zwischen den Modellströmen i_d und i_q und den tatsächlich fließenden Strömen $i_{d,PHIL}$ und $i_{q,PHIL}$ kommen kann. Dieses Problem sollte auf jeden Fall vermieden werden, da ansonsten der Prüfling einen falschen Arbeitspunkt der Maschine annimmt.

Hierfür wurde in [11] ein P-Regler eingesetzt, welcher die Differenz zwischen den Modellströmen und den PHIL-Strömen ausregelt. Dieser Ansatz wird in dieser Arbeit ebenfalls eingesetzt. Der Verstärkungsfaktor des Reglers wird mit $K_{P,PHIL}$ bezeichnet und wurde experimentell am Prüfstand auf den Wert 10 bestimmt. Dieser Wert wurde so gewählt, sodass der PHIL-Prüfstand einen stabilen Betrieb aufweist sowie den berechneten Modellstrom in den Prüfling einprägt.

$$u_{ad,korr}^* = u_{ad}^* - K_{P,PHIL} \cdot (i_d - i_{d,PHIL}) \quad (6.16)$$

$$u_{aq,korr}^* = u_{aq}^* - K_{P,PHIL} \cdot (i_q - i_{q,PHIL}) \quad (6.17)$$

6.2.4 Dezimierung der Ausgangsspannung

Die Abtastperiode T_P für das Maschinen- und PHIL-Modell sollte so klein wie möglich sein, um die vom Prüfling angelegte Spannung möglichst genau erfassen zu können. Wie später noch gezeigt wird, ist die Abtastperiode wesentlich kleiner als die Modulationsperiode T_M des SPMSCs. Dies bedeutet, dass während einer Modulationsperiode mehrere Ausgangssollspannungen berechnet werden. Die an den SPMSC übermittelte Ausgangsspannung wird mithilfe eines gleitenden Mittelwertfilters mit der Filterordnung n_{GW} geglättet:

$$n_{GW} = \left\lceil \frac{T_M}{T_P} + 0.5 \right\rceil \quad (6.18)$$

Die zu stellende Ausgangsspannung wird mit Gleichung (6.19) und $\gamma_B = \gamma$ in das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem zurücktransformiert und an den SPMSC gesendet.

$$\underline{x} = \underline{x}^{dq} \cdot e^{j\gamma_B} \quad (6.19)$$

6.3 PHIL-Signalverarbeitung

In diesem Abschnitt wird die eingesetzte Signalverarbeitung für den PHIL-Prüfstand näher erläutert. Diese setzt sich aus der Messwerterfassung und der digitalen Signalverarbeitung zusammen.

6.3.1 Messwerterfassung

Zur Berechnung des Maschinenmodells muss die vom Prüfling angelegte Spannung $u_{y,PHIL}$ gemessen werden. Die Messung wird hierbei mithilfe von Differenzastköpfen des Typs TT-SI 9001 der Firma TESTEC Elektronik GmbH [D15] mit einer Grenzfrequenz von 25 MHz durchgeführt. Die vom Differenzastkopf gelieferten Messwerte werden direkt an das Frontend des ADCs weitergegeben. Die PHIL-Ströme $i_{y,PHIL}$ werden wie beim SPMCM mithilfe von Kompensationsstromwandlern des Typs LA 100-P der Firma LEM [D14] erfasst. Ein analoges Frontend bereitet die Ströme auf und gibt die Messwerte an das ADC-Frontend weiter.

Als ADC wird der Typ LTC2323-14 von Analog Devices [D16] mit einer Auflösung von 15 Bit und einer maximalen Samplerate von 5 MS s^{-1} eingesetzt. Dieser besitzt zwei analoge Eingangskanäle und ist direkt an die digitale Signalverarbeitung angebunden. Aufgrund der im FPGA verwendeten Taktfrequenzen werden die ADCs mit einer Samplerate von $\approx 4,878 \text{ MS s}^{-1}$ betrieben.

6.3.2 Digitale Signalverarbeitung

Das System-On-Module (SoM) PicoZed der Firma Avnet wird für die Berechnung der Modelle eingesetzt [D17]. Dies beinhaltet als Prozessor das System-On-Chip (SoC) Zynq-7030 von Xilinx [D18]. Der Zynq-7030 besteht aus zwei ARM Cortex-A9 Prozessorkernen sowie einem Kintex-7 FPGA. Am ETI wurde für das PicoZed-SoM eine Trägerplatine entwickelt [41]. Auf der Trägerplatine sind drei ADCs des Typs LTC2323-14, eine Schnittstelle zum ETI-Bus sowie eine Ethernet-Schnittstelle zur Anbindung an das Monitorprogramm vorhanden. Die frei verfügbaren Ein- und Ausgänge des Picozed-Boards sind

auf Pfostensteckverbinder zum Anbinden diverser Peripherie herausgeführt. Der eingesetzte Prototyp ist in der Abbildung 6.3 dargestellt.

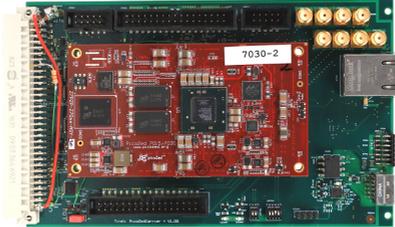


Abbildung 6.3: Carrier Card inkl. dem Picozed-Board

Die zeitdiskreten Modellgleichungen werden mit einer Frequenz von 2,439 MHz auf dem FPGA des Zynqs berechnet. Zur Berechnung wurde jeder zweite Sample-Wert des ADCs verwendet. Das Maschinenmodell wurde modellbasiert in MATLAB Simulink entwickelt. Mithilfe des Fixed-Point-Designers sowie dem HDL Coder wurde daraus VHDL-Code erzeugt, welcher auf dem FPGA implementiert wurde. Die für das Maschinenmodell notwendigen LUTs wurden in den Block-RAM des FPGAs abgelegt, um einen schnellen Zugriff zu gewährleisten.

Einer der Prozessorkerne wird zur Parametrisierung und Auswertung der Daten des Maschinenmodells verwendet. Dieser stellt dann über einen gemeinsamen internen Speicherbereich die Daten für den anderen Prozessorkern zur Verfügung. Dieser Prozessorkern führt ein Betriebssystem aus und verwaltet die Kommunikation mit dem Monitorprogramm.

Die Signalverarbeitungsstruktur des PHIL-Prüfstands ist in der Abbildung 6.4 dargestellt. Die Spannungen und Ströme des Prüflings werden mithilfe der Messwerterfassung gemessen und durch das Frontend auf den Spannungsbereich der ADCs skaliert. Die ADCs sind direkt an den Zynq-7030 angebunden. Die durch das Maschinenmodell berechnete Ausgangsspannung wird über einen LWL zum SPMCM gesendet, welcher die gewünschte Spannung am Ausgang anlegt. Zur zeitlichen Synchronisierung des PHIL-Prüfstands wird vom SPMCM ein Synchronisationssignal über einen LWL gesendet. Der Prüfling wertet die Rotorlage der elektrischen Maschine mittels eines Inkrementalgebers mit Refe-

renzimpuls aus. Aus diesem Grund emuliert der PHIL-Umrichter ebenfalls einen Inkrementalgeber und steuert hiermit den Prüfling an.

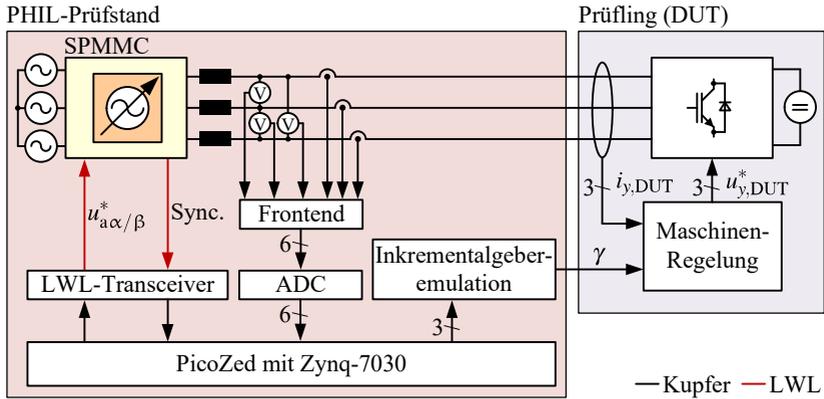


Abbildung 6.4: Signalverarbeitungsstruktur des PHIL-Prüfstands

Die aufgebaute Signalverarbeitungseinheit ist in der Abbildung 6.5 dargestellt. Diese umfasst die Trägerplatine inklusive dem Zynq, die Messwerterfassung für die Spannungen und Ströme, die Inkrementalgeberemulation sowie die LWL-Schnittstelle zum SPMMC.



Abbildung 6.5: Signalverarbeitungseinheit des PHIL-Prüfstands

6.4 Vorstellung der Maschine und des Prüflings

Als Maschine kommt eine permanentmagneterregte Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten zum Einsatz. Die Maschine HSM1-6.1712-C01 wurde von der Firma BRUSA Elektronik AG [D19] hergestellt und ist für den Einsatz als Traktionsmaschine gedacht. Die Eckdaten der Maschine sind in Tabelle 6.1 gegeben.

Parameter	Wert
Nennspannung	212 V
Strom nominal / maximal	169 A / 300 A
Polpaarzahl	3
Drehmoment nominal / maximal	130 N m / 220 N m
Drehzahl nominal / maximal	4200 min ⁻¹ / 11 000 min ⁻¹
Leistung nominal / maximal	57 kW / 97 kW
Strangwiderstand bei 20 °C	10,5 mΩ

Tabelle 6.1: Eckdaten der verwendeten PSM [46]

Die in dieser Arbeit verwendeten inversen Flussverkettungskennfelder der verwendeten Maschine wurden aus den Kennfeldmessungen der Arbeit [46] entnommen und sind in der Abbildung 6.6 dargestellt. Die Kennfelder sind als Lookup-Tabellen im FPGA für das Maschinenmodell hinterlegt.

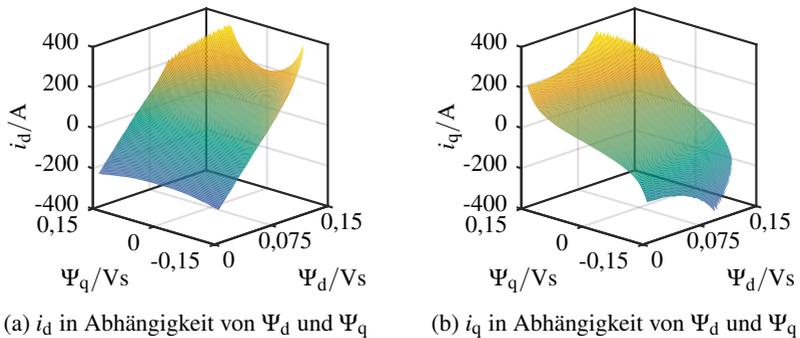


Abbildung 6.6: Inverse Flussverkettungskennfelder

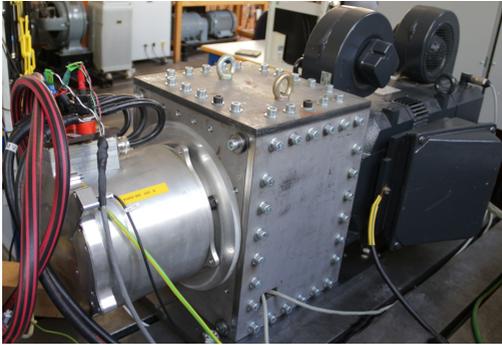
Der Prüfungsrichter wurde am ETI entwickelt und aufgebaut. Der maschinen-
seitige Umrichter basiert auf einem IGBT-Drehstrombrücken-Modul des Typs
SKiiP 513GD122-3DUL der Firma Semikron [D20]. Die Schaltfrequenz beträgt
8 kHz und wurde für die nachfolgenden Messungen bei einer Zwischenkreisspan-
nung von 300 V betrieben. Die Steuerung und Regelung des Prüflings sowie der
Maschine wird von einem ETI-DSP-System übernommen.

Für die Regelung ist auf dem DSP ein hochdynamischer, falls erforderlich an
der Spannungsgrenze arbeitender, modellprädiktiver trajektorienbasierter Strom-
regler mit einer Regelfrequenz von 8 kHz im Einsatz [46]. Für eine detaillierte
Beschreibung der Regelungsverfahren sei auf [46] verwiesen. Der eingesetzte
modellprädiktive Regler berechnet mithilfe einer Trajektorienregelung und des
Modells der Maschine die optimalen Ausgangsspannungen für die Maschine.
Im Idealfall, ohne Parameter-, Mess- und Stellfehler, bedeutet dies, dass der
Regler keinen I-Anteil benötigt, um die gewünschten Sollwerte zu erreichen.
Bei dem eingesetzten Regler besteht die Möglichkeit den I-Anteil abzuschalten.
Dieser wird auch für einige Messungen abgeschaltet, da ansonsten die Fehler des
PHIL-Prüfstands ausgeglichen werden.

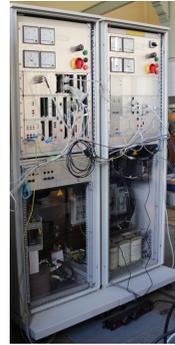
Die Abbildung 6.7 (a) zeigt im Vordergrund die emulierte PSM des Typs HSM1-
6.1712-C01. Die mechanisch gekoppelte Lastmaschine ist im Hintergrund zu
sehen. Geregelt werden diese mit dem Prüfling aus der Abbildung 6.7 (b). Der
linke Umrichterschrank betreibt die PSM drehmoment- bzw. stromgeregelt und
der rechte Umrichterschrank regelt die Drehzahl der Lastmaschine.

6.5 Messungen

Dieser Abschnitt zeigt die mit dem Prüfling durchgeführten Messungen. Hierzu
werden, sofern möglich, die identischen Messungen mit dem Prüfling und dem
PHIL-Prüfstand durchgeführt und gegenübergestellt. Einige der hier gezeigten
Messungen wurden ebenfalls in der Arbeit [11] mit einem Multilevel-Umrichter
auf Basis von parallelisierten Halbbrücken durchgeführt.



(a) Emulierte Maschine und Lastmaschine



(b) Prüfling

Abbildung 6.7: Emulierte Maschine und der dazugehörige Prüfling

6.5.1 Quasistationäre Messungen

Um den PHIL-Prüfstand im quasistationären Fall bewerten zu können, wurden dem Prüfling Sollströme in der dq-Ebene mit einer maximalen Stromraumzeigerlänge von 100 A vorgegeben. Die Messungen wurden hierbei einmal mit der Maschine und einmal mit dem PHIL-Prüfstand durchgeführt. Die Messfehler werden für jeden Betriebspunkt nach der Gleichung (6.20) berechnet.

$$\varepsilon_{d/q} = i_{d/q,\text{PHIL}} - \hat{i}_{d/q} \quad (6.20)$$

Die Ergebnisse ohne aktivierten I-Anteil sind für die Fehler in den d- und q-Strömen in der Abbildung 6.8 dargestellt. Mit aktiviertem I-Anteil sind die Fehler in der Abbildung 6.9 dargestellt. Zur Auswertung der Strom-Istwerte wurde der Mittelwert über 1000 Regelperioden des Prüflings gebildet. Die vorgegebenen dq-Sollströme sind mit einem Kreuz in den Abbildungen gekennzeichnet. Die restlichen Bereiche wurden interpoliert.

Ohne I-Anteil sind geringfügige Abweichungen in den Stromfehlern ε_d und ε_q von maximal 2 A zu erkennen. Dies entspricht einem Fehler von 2 % bezogen auf die maximale Stromamplitude. Für die Messungen wurde jeweils der gleiche Prüfling verwendet. Aus diesem Grund kann der Prüfling als Fehlerquelle ausgeschlossen werden. Die auftretenden Fehler können durch eine falsche Para-

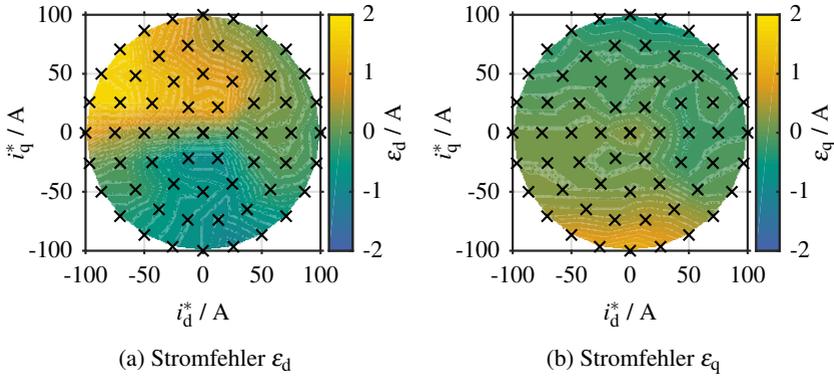


Abbildung 6.8: Stromfehler zwischen der Maschine und dem PHIL-Prüfstand ohne I-Anteil des DUTs

metrisierung des Maschinenmodells, Mess- oder Stellfehler des PHIL-Prüfstands entstehen.

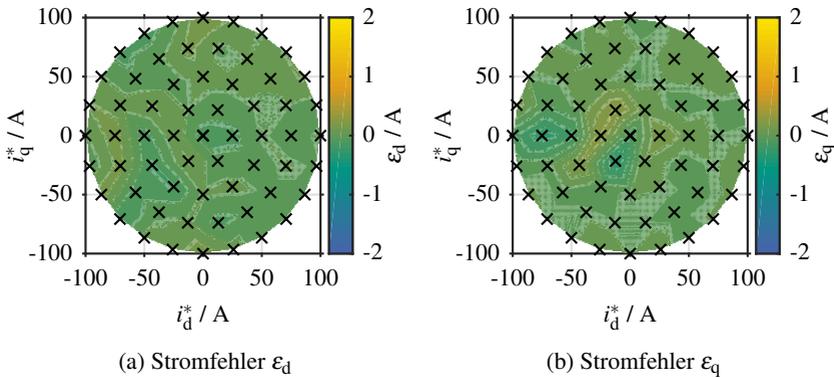


Abbildung 6.9: Stromfehler zwischen der Maschine und dem PHIL-Prüfstand mit I-Anteil des DUTs

Bei aktiviertem I-Anteil ist erwartungsgemäß der auftretende Fehler ϵ_d und ϵ_q nahe 0 A, da über den I-Anteil die stationären Abweichungen ausgeregelt werden und somit keine Fehler mehr zwischen der Maschine und PHIL-Prüfstand auftreten.

Die Abbildung 6.10 zeigt den mit dem Oszilloskop MSO-X 3024T von Keysight aufgenommenen Strom- und Spannungsverlauf während des Betriebs des Prüflings mit dem PHIL-Prüfstand. Der Strom $i_{1,PHIL}$ ist der durch den PHIL-Prüfstand nachgebildete Maschinenstrom. Die Spannung $u_{12,PHIL}$ ist die vom Prüfling angelegte Außenleiterspannung zwischen der Phase 1 und 2. In der vom PHIL-Prüfstand angelegten Außenleiterspannung u_{a12} ist deutlich die Multilevel-Spannung sowie die hohe Modulationsfrequenz ersichtlich. In einer zweiten Messung wurde im gleichen Betriebspunkt der Maschinenstrom i_1 aufgenommen und zusätzlich in der Abbildung dargestellt. Hierbei muss beachtet werden, dass dieser Strom aus einer zweiten unabhängigen Messung stammt und somit zeitlich nicht genau mit der ersten Messung korreliert.

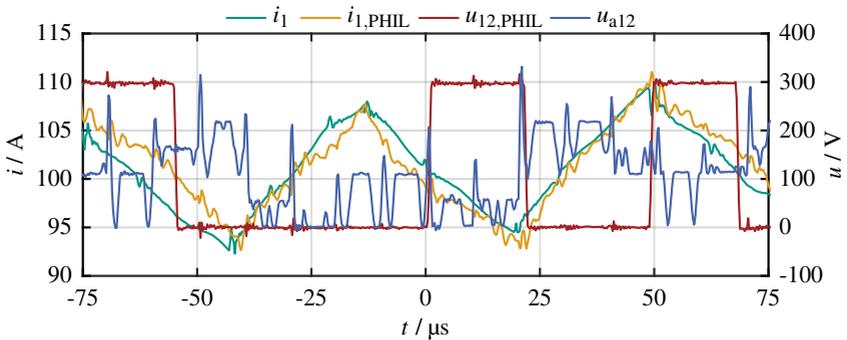


Abbildung 6.10: Zeitverläufe des Maschinen- und PHIL-Stroms der ersten Phase sowie die Spannung des PHIL-Emulators und des DUTs

Man erkennt, dass der PHIL-Prüfstand den Stromrippel der Maschine erfolgreich emuliert. Bedingt durch die Modulationsfrequenz und Spannungsstufen des SPMSCs ist dem PHIL-Phasenstrom ein kleiner zusätzlicher Stromrippel überlagert.

6.5.2 Dynamische Messungen

In diesem Abschnitt werden dynamische Stromänderungen zwischen dem PHIL-Prüfstand und der Maschine verglichen. Hierzu wurden in Abbildung 6.11 Stromsprünge in den d- und q-Achsen mit der Maschine und dem PHIL-Prüfstand

bei $+1000 \text{ min}^{-1}$ durchgeführt. Die Messwerte wurden mit dem ETI-DSP-System des Prüflings bei jedem Abtastschritt aufgezeichnet. Die Abbildung 6.11 (a) zeigt einen Stromsprung in der d-Achse von -100 A auf $+100 \text{ A}$. In der Abbildung 6.11 (b) wird ein Stromsprung in der q-Achse von -100 A auf $+100 \text{ A}$ durchgeführt. Bei beiden Messungen wurde der I-Anteil des Prüflings abgeschaltet, um eventuelle Fehler durch den PHIL-Prüfstand sichtbar zu machen. Hierbei ist ersichtlich, dass weder bei der Maschine noch dem PHIL-Prüfstand die Istwerte den Sollwerten im quasistationären Fall entsprechen. Die Maschine und der PHIL-Prüfstand verhalten sich vor und nach dem Sprung identisch, daher muss diese Abweichung durch den Prüfling begründet sein und wird hier nicht weiter bewertet.

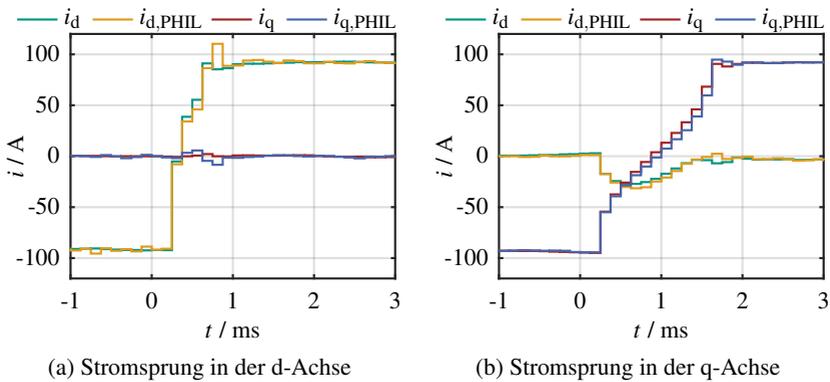


Abbildung 6.11: Vergleich von Stromsprüngen mit der Maschine und dem PHIL-Prüfstand

Während des Stromsprungs in der d-Achse verhält sich der PHIL identisch zur Maschine. Lediglich am Ende des Sprungs ergibt sich für einen Abtastschritt ein leicht erhöhter Wert für den emulierten d-Strom $i_{d,PHIL}$. Während des Sprungs sind zudem leichte Abweichungen im emulierten q-Strom $i_{q,PHIL}$ zu erkennen. Mithilfe einer Simulation konnte verifiziert werden, dass diese Abweichungen durch die auftretenden Totzeiten innerhalb des Systems hervorgerufen werden. Während des Stromsprungs arbeitet der Prüfling an der Spannungsgrenze des Umrichters. Durch die unterschiedlichen Stromänderungen je Abtastschritt erkennt man, dass der PHIL in der Lage ist, die Sättigung der Maschine zu emulieren.

Bei dem Stromsprung in der q-Achse verhält sich der PHIL-Prüfstand wiederum identisch zur Maschine. Bei dieser Messung sind die Sättigungseffekte in der q-Achse wesentlich ausgeprägter. Zusätzlich ist ersichtlich, dass zwischen dem d- und q-Strom eine Kreuzverkopplung besteht, die durch den Prüfling in diesem Fall nicht kompensiert wird. Dieser Effekt wird ebenso bei dem PHIL-Umrichter nachgebildet.

Abschließend gilt zu sagen, dass der PHIL-Umrichter in der Lage ist, das Sättigungsverhalten der d- und q-Achse sowie die Kreuzverkopplung zwischen der d- und q-Achse der Maschine nachzubilden.

Die Abbildung 6.12 zeigt die sechs Zweigkondensatorspannungen des SPMMCs während einer Drehmomentreversierung von -70 N m auf $+70\text{ N m}$ nahe der Eckdrehzahl bei $+4000\text{ min}^{-1}$. Dies entspricht einer Umkehrung des Leistungsflusses von $+29,32\text{ kW}$ auf $-29,32\text{ kW}$ des PHIL-Prüfstands. Ein positives Vorzeichen beschreibt einen Leistungsfluss des PHIL-Umrichters zum Prüfling. Vor und nach dem Sprung ist ersichtlich, dass die Energieregulierung des SPMMCs die Zweigkondensatorspannung auf den Sollwert von 880 V regelt. Während des Sprungs steigt aufgrund der schnellen Änderung der übertragenen Leistung die Zweigkondensatorspannung kurzfristig auf ca. 960 V an. Diese ist bereits nach ca. 20 ms wieder ausgeregelt. Es gilt anzumerken, dass beim SPMMC keine Vorsteuerung der Ausgangsleistung stattfindet. Durch eine Leistungsvorsteuerung kann der Zweigkondensatorspannungshub deutlich reduziert werden.

Im quasistationären Bereich dieser Messung beträgt die Amplitude des Stromraumzeigers $136,63\text{ A}$. Der SPMMC wurde für eine maximale Ausgangsstromamplitude $\hat{i}_{a,\max}$ von 102 A entwickelt. Diese Möglichkeit ist in der Überlastfähigkeit der MMC-Topologie begründet, welche in [24] vorgestellt wurde. Bei der MMC-Topologie setzt sich der resultierende Zweigstrom aus den einzelnen Stromkomponenten des Eingangsstroms, des Ausgangsstroms sowie des internen MMC-Stroms zusammen, siehe Gleichung (3.3). Bei dem Betrieb als PHIL-Umrichter und der gewählten Maschine wird die Leistungsgrenze des SPMMCs von 50 kW nicht erreicht und somit ist der Anteil am Eingangsstrom geringer. Dadurch kann die verbleibende Reserve dem Ausgangsstrom zugeschlagen werden.

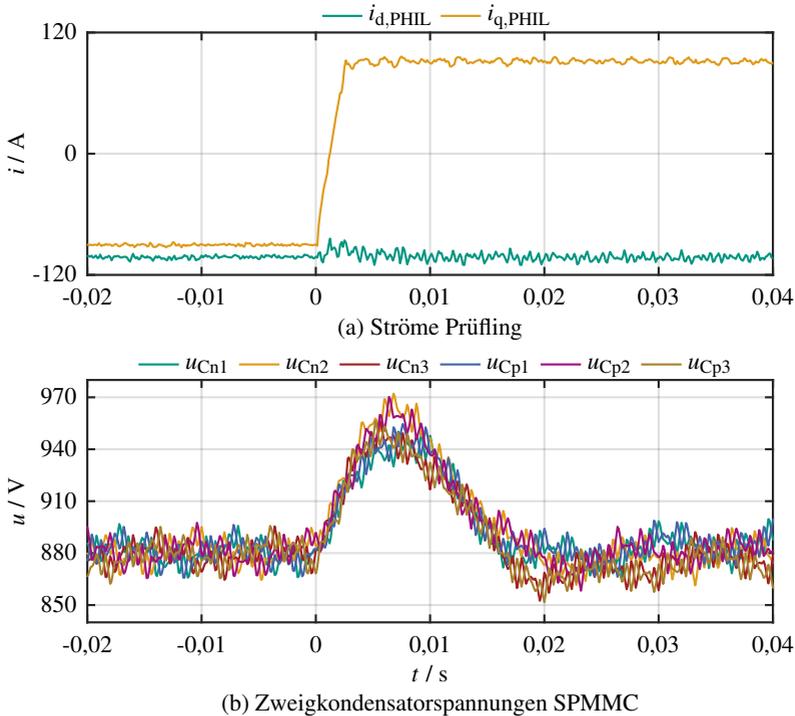


Abbildung 6.12: Verhalten der Zweigkondensatorspannung während einer Drehmomentumkehr von -70 N m auf $+70 \text{ N m}$ bei $+4000 \text{ min}^{-1}$

6.5.3 Fehlerfälle

Um zu demonstrieren, dass der SPMMC ebenfalls für Fehlerfälle einsetzbar ist, werden in diesem Kapitel einige Sonderfälle untersucht. Die Abbildung 6.13 zeigt das Verhalten der Maschine und des PHIL-Prüfstands im Betrieb bei $+20 \text{ N m}$ und einer Drehzahl von 500 min^{-1} . Zum Zeitpunkt 0 s wird die Maschine sowie der PHIL-Prüfstand dauerhaft kurzgeschlossen. Es gilt somit: $u_y = u_{y,PHIL} = 0 \text{ V}$. Man erkennt, dass der PHIL-Prüfstand ein identisches Verhalten zur Maschine aufweist, obwohl in diesem Fehlerfall die benötigte Ausgangsspannung des SPMMCs aufgrund der fehlenden Spannung des Prüflings sehr gering ist.

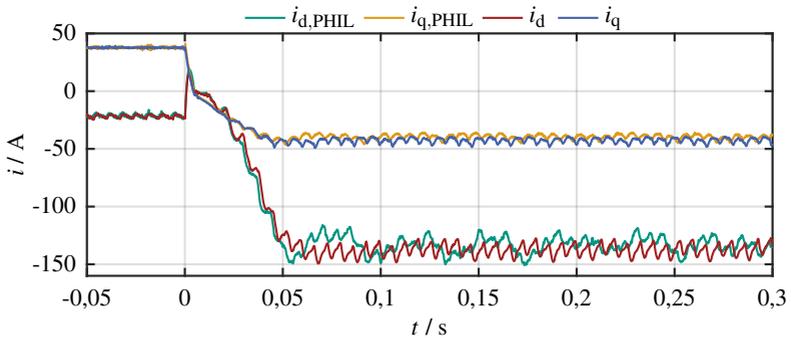


Abbildung 6.13: Dreiphasiger Kurzschluss der Maschine bei +20 N m und 500 min^{-1}

Die Abbildung 6.14 zeigt das Verhalten der Maschine sowie des PHIL-Prüfstands im Betrieb bei +20 N m und einer Drehzahl von 1000 min^{-1} . Zum Zeitpunkt 0 s wird die Freigabe der Phase 1 des Prüflings entzogen, daher sinkt der Strom i_1 und $i_{1,\text{PHIL}}$ auf 0 A. Dies simuliert beispielsweise einen Ausfall einer Halbbrücke oder den Kabelbruch einer Phase. Der PHIL-Umrichter emuliert hierbei die Maschine ebenfalls im Fehlerfall. Zu den Zeitpunkten 13 ms und 33 ms tritt periodisch alle 20 ms ein zusätzlicher Stromrippel beim PHIL-Prüfstand auf. Die Ursache konnte in der Simulation auf die vorhandenen Totzeiten und die beschränkte Taktfrequenz des Emulationsumrichters zurückgeführt werden. Dieser Fehlerfall demonstriert ebenfalls die Fähigkeit des SPMCMCs, unsymmetrische und nicht sinusförmige Lasten speisen zu können.

Die Abbildung 6.15 zeigt einen Drehzahlsprung von $+1000 \text{ min}^{-1}$ auf 0 min^{-1} bei einem Drehmoment von +50 N m und deaktiviertem I-Anteil. Dieser Fehlerfall könnte beispielsweise durch einen plötzlich blockierenden Rotor auftreten. Zum Zeitpunkt 0 s wird die Drehzahl beim PHIL-Umrichter auf 0 min^{-1} gesetzt und die drei Phasenströme $i_{y,\text{PHIL}}$ bleiben stehen. Der Einschwingvorgang in den Strömen ist auf einen Glättungsfilter der Drehzahl mit einer Zeitkonstante von 0,1 s im Prüfling zurückzuführen. Diese geglättete Drehzahl wird u. a. dazu benutzt, um die Ausgangsspannung des Prüflings zu berechnen. Aus diesem Grund tritt diese hier in Erscheinung.

Die Messung in der Abbildung 6.16 zeigt einen Drehzahlsprung von $+1000 \text{ min}^{-1}$ auf $+2000 \text{ min}^{-1}$ bei einem Drehmoment von +50 N m und deaktiviertem I-Anteil.

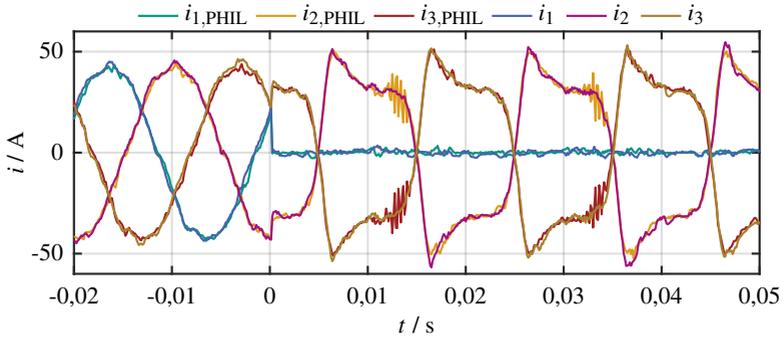


Abbildung 6.14: Verlust der ersten Phase bei +20 N m und 1000 min⁻¹

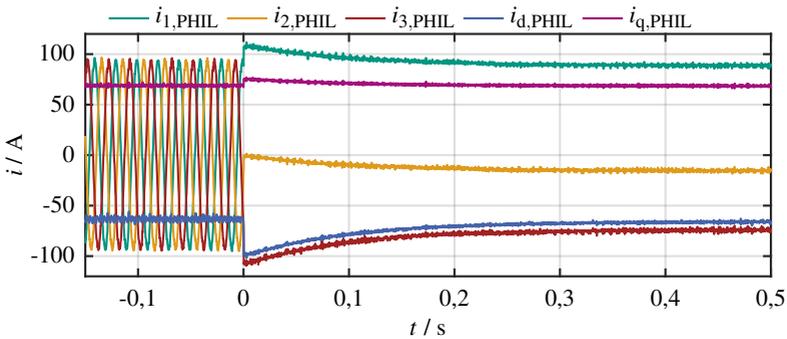


Abbildung 6.15: Drehzahlsprung von +1000 min⁻¹ auf 0 min⁻¹

Dieser Fehlerfall tritt beispielsweise bei einem Abreißen der Welle der Last, unter Vernachlässigung des Rotor-Trägheitsmoments, auf. Hier ist ebenfalls ein Einschwingvorgang, wie bereits oben begründet, festzustellen.

Die letzten beiden Messungen demonstrieren die Überlegenheit eines PHIL-Prüfstands gegenüber einer Maschine, da hier Fehler emuliert werden können, welche physikalisch nicht umsetzbar sind.

Die durchgeführten Messungen zeigen den Betrieb des SPMCs als Power Hardware-in-the-Loop-Emulator bei unterschiedlichen Drehzahlen der emu-

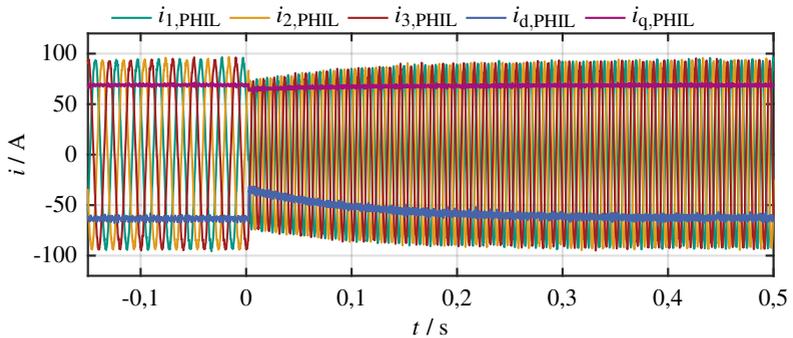


Abbildung 6.16: Drehzahlprung von $+1000 \text{ min}^{-1}$ auf $+2000 \text{ min}^{-1}$

lierten elektrischen Maschine. Hierbei wurde der Betrieb des SPMCs bei unterschiedlichen Ausgangsfrequenzen inklusive des Betriebs bei der Frequenz 0 Hz präsentiert. Zudem wurden in vergleichenden Messungen zwischen dem PHIL-Emulator und der realen Maschine die stationäre Genauigkeit nachgewiesen sowie dynamische Stromsprünge durchgeführt. Des Weiteren wurde ebenfalls gezeigt, dass der PHIL-Emulator in der Lage ist, die hochfrequenten Stromanteile, welche durch die Taktung des Prüflings entstehen, zu emulieren. Bei der Messung von Fehlerfällen wurde der Betrieb bei unsymmetrischen und überschwingungsbehafteten Ausgangsströmen demonstriert.

7

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird ein neuartiges Konzept für eine universelle Drehspannungsquelle erarbeitet. Eine universelle Drehspannungsquelle stellt eine galvanisch getrennte Spannungsquelle mit frei einstellbarer Amplitude und Frequenz der Ausgangsspannung sowie bidirektionalem Leistungsfluss dar. Dabei soll eine universelle Drehspannungsquelle einen niedrigen Oberschwingungsgehalt, hohe Dynamik und kurze Reaktionszeit der Ausgangsspannung bereitstellen. Einsetzbar sind sie beispielsweise zum Testen von elektrischen Betriebsmitteln und zum Prüfen des Verhaltens von Erzeugungseinheiten als Folge von Fehlerfälle im Netz. Ebenfalls denkbar ist der Einsatz in Power Hardware-in-the-Loop-Prüfständen, welche zur Nachbildung von elektrischen Netzen und Maschinen dienen.

Ausgehend vom Stand der Technik werden die Vor- und Nachteile bereits bekannter Topologien aufgezeigt sowie deren Eignung zur Verwendung als universelle Drehspannungsquelle aufgezeigt. Das in dieser Arbeit vorgestellte neue Konzept basiert auf einem mit Rechteckspannung gespeisten und galvanisch getrennten Modularen Multilevel-Umrichter (SPMMC). Ausgehend von dem erarbeiteten Konzept erfolgt eine Schaltungsanalyse dessen und eine Entkopplungstransformation, um eine getrennte Steuerung der SPMMC relevanten Spannungen sowie der Ausgangsspannung zu erhalten. Basierend auf der entkoppelten Darstellung werden die auftretenden Zweigleistungen analysiert, um eine gezielte

Steuerung der Zweigleistungen und somit Regelung der Kondensatorspannungen betriebspunktabhängig zu ermöglichen. Zur Regelung des SPMMC's wird eine zweistufige kaskadierte Regelungsstruktur mit unterlagerten Stromreglern und überlagerten Energieregler eingesetzt. Um die Anforderungen an die gewünschte hohe Dynamik und kurze Reaktionszeit der Ausgangsspannung der universellen Drehspannungsquelle zu erfüllen, wird eine aufwandsarme Erhöhung der Modulationsfrequenz präsentiert.

Zur Auslegung des aufgebauten Niederspannungsprototyps werden numerische Berechnungen über alle relevanten Betriebspunkte durchgeführt, um den benötigten Kapazitätsbedarf, die Zellauslegung sowie die thermische Auslegung des SPMMC's zu ermitteln. Basierend auf den ermittelten Daten wird der Aufbau des Niederspannungsprototyps mit 48 Zellen und einer Leistung bis zu 50 kV A sowie dessen Signalverarbeitung beschrieben. Die Funktionsfähigkeit des Versuchsaufbaus wird in quasistationären und dynamischen Messungen gezeigt. Um die Leistungsfähigkeit der universellen Drehspannungsquelle zu demonstrieren, wird diese als Emulationsumrichter in einem Power Hardware-in-the-Loop-Prüfstand zur Nachbildung einer gesättigten und kreuzverkoppelten permanentmagneterregten Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten eingesetzt. Hierzu werden vergleichende Messungen der emulierten Maschine und der nachgebildeten Maschine präsentiert.

Der SPMMC wurde aufgrund der experimentellen Möglichkeiten als Niederspannungsprototyp aufgebaut. Wegen der seriellen Struktur des Modularen Multilevel-Umrichters ist dieser in der Spannung und somit in der Leistung skalierbar. Dies erweitert das Anwendungsgebiet des SPMMC's auf die Hochleistungsprüftechnik im Bereich der Mittel- und Hochspannung. Mögliche Einsatzszenarien des SPMMC's sind hierbei Mittel- und Hochspannungsquellen sowie Power Hardware-in-the-Loop-Prüfstände zur Emulation elektrischer Energienetze und Antriebe.

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

ADC	Analog-Digital-Wandler (engl.: Analog Digital Converter)
AFE	Active Front End
DBS	Drehstrombrückenschaltung
DSP	Digitaler Signalprozessor
DUT	Prüfling (engl.: Device Under Test)
EPSR	Einplatinenstromrichter
ETI	Elektrotechnisches Institut
FPGA	Field Programmable Gate Array
HF	High Frequency
HMK	Hochleistungsmodulorkarte
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IPMSM	Maschine mit vergrabenen Permanentmagneten (engl.: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
LF	Low Frequency
LUT	Lookup-Tabelle
LWL	Lichtwellenleiter
M3C	Modularer Multilevel Matrix-Umrichter (engl.: Modular Multilevel Matrix Converter)
MF	Mittelfrequenz

MMC	Modularer Multilevel-Umrichter (engl.: Modular Multilevel Converter)
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
PD-PWM	Phase Disposition-PWM
PFPGA	Phasen-FPGA
PHIL	Power Hardware-in-the-Loop
PS-PWM	Phase Shifted-PWM
PSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
SoC	System-On-Chip
SoM	System-On-Module
SPMMC	Modularer Multilevel-Umrichter mit Rechteckspeisung (engl.: Square-wave Powered Modular Multilevel Converter)
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
ZCS	Zero-Current-Switching

Formelzeichen

Allgemeine Größen

$C_{\alpha\beta 0}$	amplitudeninvariante Clarke-Transformation
$C_{\alpha\beta 0}^{-1}$	amplitudeninvariante Clarke-Rücktransformation
j	imaginäre Einheit
s	komplexer Frequenzparameter
\underline{x}	allgemeine Raumzeigergröße
z	komplexer Parameter

Indizes

n	unterer Zweig
p	oberer Zweig
x	p- oder n-Zweig
y	Phase y
z	Zelle z

Spezifische Größen des SPMMCs

a_E	Dämpfungsfaktor des symmetrischen Optimums
a	Aussteuergrad
C_{xy}	Zweigkondensator des Zweigs xy
$C_{xy,\min}$	Mindestgröße des Zweigkondensators
C_{xyz}	Zellkondensator der Zelle xyz
$C_{xyz,\min}$	Mindestgröße des Zellkondensators
$\Delta i_{xy,\max}$	maximaler Zweigstromrippel
$\Delta u_{C_{xy},\max}$	maximaler Spannungshub im Zweig
Δw	Energiehub
Δw_M	gemessener Energiehub
Δw_{\max}	maximal auftretender Energiehub
E_1	Einschaltverlust des MOSFETs und Ausschaltverlust der Diode
E_2	Ausschaltverlust des MOSFETs und Einschaltverlust der Diode
n_{E_1}	Anzahl der Verluste von E_1
n_{E_2}	Anzahl der Verluste von E_2
$E_{D,\text{off}}$	Ausschaltverluste der Diode
$E_{D,\text{on}}$	Einschaltverluste der Diode
$E_{T,\text{on}}$	Einschaltverluste des MOSFETs
$E_{T,\text{off}}$	Ausschaltverluste des MOSFETs
f_M	Modulationsfrequenz der Ausgangsspannung
f_S	mittlere Schaltfrequenz eines Halbleiters
γ_a	Winkel des Raumzeigers der Ausgangsspannung
γ_{a0}	Winkel der Null-Komponente der Ausgangsspannung
γ_e	Winkel der Eingangsspannung
γ_e	Winkel des Raumzeigers des internen Stroms
g_{p,u_a}	Gewichtungsfaktor zur Leistungserzeugung mit der Ausgangsspannung
$g_{p,u_{a0}}$	Gewichtungsfaktor zur Leistungserzeugung mit der Null-Komponente der Ausgangsspannung

i_{a0}	Null-Komponente des Ausgangsstroms
$i_{a\alpha}$	Alpha-Komponente des Ausgangsstroms
$i_{a\beta}$	Beta-Komponente des Ausgangsstroms
\hat{i}_a	Amplitude des Ausgangsstroms
$\hat{i}_{a,\max}$	maximaler Ausgangsstrom
\hat{i}_{a0}	Amplitude der Null-Komponente des Ausgangsstroms
\underline{i}_a	Ausgangsstromraumzeiger MMC
i_{ay}	Ausgangsstrom der Phase y
I_{Cxy}	Effektivwert des Zweigkondensatorstroms
I_{Cxyz}	Effektivwert des Zellkondensatorstroms
i_{Cxyz}	Zellkondensatorstrom der Zelle xyz
$I_{Cxyz,k}$	Effektivwert des Zellkondensatorstroms zur Periode k
\bar{i}_{Cxyz}	Mittelwert des Zellkondensatorstroms der Zelle xyz während einer Modulationsperiode
I_e	Effektivwert des Eingangsstroms
i_e	Eingangsstrom MMC
i_{e0}	Null-Komponente der internen MMC-Ströme
\hat{i}_{e0}	Amplitude der des Eingangsstroms
$i_{e0,p\Sigma0,\max}$	maximaler Ausgangsstrom
$i_{e0,p\Sigma0}^*$	Stromanteil der Leistung $p_{\Sigma0}$ an i_{e0}^*
i_{e0}^*	Sollstrom der Null-Komponente der internen MMC-Ströme
$I_{e0\sim}$	Effektivwert der 1. harmonischen des Eingangsstroms
$i_{e0\sim}$	Grundschiwingung des Eingangsstroms
$i_{e\alpha}$	Alpha-Komponente der internen MMC-Ströme
$i_{e\alpha}^*$	Sollstrom der Alpha-Komponente der internen MMC-Ströme
$i_{e\beta}$	Beta-Komponente der internen MMC-Ströme
$i_{e\beta}^*$	Sollstrom der Beta-Komponente der internen MMC-Ströme
\hat{i}_e	Amplitude des internen Stroms
$\hat{i}_{e0\sim}$	Amplitude der Null-Komponente der internen MMC-Ströme
$i_{e,p\Sigma,\max}$	maximaler Strom zur Symmetrierung der Leistung p_{Σ}

$i_{e,p\Sigma}^*$	Stromanteil der Leistung p_Σ an i_e^*
i_e	Stromraumzeiger des internen MMC-Stroms
i_e^*	Sollstrom der Null-Komponente der internen MMC-Ströme
i_{ey}	MMC-Strom der Phase y
$i_{\mu,MF}$	Magnetisierungsstrom des Transformators
$i_{\Sigma a}$	Summe aller Ausgangsströme
$i_{\Sigma e}$	Summe aller MMC-Ströme
$i_{\Sigma n}$	Summenstrom des Knotens des n -Zweigs
$i_{\Sigma p}$	Summenstrom des Knotens des p -Zweigs
i_{VB}	Ausgangsstrom der MF-Vollbrücke
I_{xy}	Effektivwert des Zweigstroms
i_{xy}	Zweigstrom des Zweigs xy
$i_{xy,max}$	maximaler Zweigstrom
k	Index in der sortierten Liste $L(k)$
K_{ay}	Ausgangsrelais der Phase y
k_I	Interleaving-Faktor der hybriden Steuerung
$K_{I,i}$	Integrationsbeiwert des Stromzustandsreglers
$K_{T,i}$	Totzeitbeiwert des Stromzustandsreglers
$K_{M,i}$	Vorsteuerfaktor des Stromzustandsreglers
$K_{P,i}$	Proportionalbeiwert des Stromzustandsreglers
$K_{i,w}$	Verstärkungsfaktor I-Anteil des Energiereglers
$K_{p,w}$	Verstärkungsfaktor P-Anteil des Energiereglers
$K_{xy,H}$	Hauptrelais des Zweigs xy
$K_{xy,V}$	Vorladerelais des Zweigs xy
L	Zweiginduktivität
L_e	Induktivität am Eingang des MMCs
$L_{h,MF}$	Hauptinduktivität des Transformators
L_i	Induktivität der unterlagerten Regelstrecke
$L_{\sigma,MF}$	Streuinduktivität des Transformators
$L(k)$	sortierte Liste mit Zellindizes in Abhängigkeit von der Zellkondensatorspannung
N	Anzahl der Zweige
N_p	Windungsanzahl der Primärseite

N_s	Windungszahl der Sekundärseite
ω_a	Kreisfrequenz der Ausgangsspannung
ω_e	Kreisfrequenz des internen Stromraumzeigers des MMCs
$\omega_{a0, HF}$	große Kreisfrequenz der Null-Komponente der Ausgangsspannung
$\omega_{a0, LF}$	kleine Kreisfrequenz der Null-Komponente der Ausgangsspannung
$\omega_{a, 2harm}$	Schwelle der Ausgangskreisfrequenz zur Aktivierung des Energiehubs bei kleinen Ausgangsfrequenzen
$\omega_{a, max}$	Maximale Kreisfrequenz der Ausgangsspannung
$\omega_{a, \hat{u}_{a0}}$	Schwelle der Ausgangskreisfrequenz zur Aktivierung der Null-Komponente
ω_{a0}	Kreisfrequenz der Null-Komponente der Ausgangsspannung
$\omega_{a, SO}$	Ausgangskreisfrequenz zur Umschaltung der Kreisfrequenz der Null-Komponente der Ausgangsspannung
ω_{e0}	Kreisfrequenz der Eingangsspannung
$P_{a, max}$	maximale Ausgangswirkleistung
$p_{C, xyz}$	Zellkondensatorleistung der Zelle xyz
$p_{C, xy}$	Zweigkondensatorleistung des Zweigs xyz
$\bar{p}_{C, xyz}$	Mittlwert der Zellkondensatorleistung der Zelle xyz während einer Modulationsperiode
p_D	Durchlassverluste eines MOSFETs
$p_{\Delta\alpha}$	Differenzleistung der Alpha-Komponente
$p_{\Delta\alpha}^*$	Differenzsollleistung der Alpha-Komponente
$p_{\Delta\beta}$	Differenzleistung der Beta-Komponente
$p_{\Delta\beta}^*$	Differenzsollleistung der Beta-Komponente
$p_{\Delta 0}$	Differenzleistung der Null-Komponente
$p_{\Delta 0}^*$	Differenzsollleistung der Null-Komponente
\underline{p}_{Δ}^*	Alpha-/Beta-Komponente der Differenzsollleistung
p_e	Eingangsleistung MMC
φ_a	Differenzwinkel zwischen Ausgangsstrom zu Ausgangsspannung

φ_{a0}	Differenzwinkel zwischen der Null-Komponente der Ausgangsspannung und Null-Komponente des Ausgangsstroms
φ_{e0}	Differenzwinkel zwischen Eingangsstrom zu Eingangsspannung
φ_T	Reversierdauer in rad für den Eingangsstrom
$p_{\Sigma\alpha}$	Summenleistung der Alpha-Komponente
$p_{\Sigma\alpha}^*$	Summensollleistung der Alpha-Komponente
$p_{\Sigma\beta}$	Summenleistung der Beta-Komponente
$p_{\Sigma\beta}^*$	Summensollleistung der Beta-Komponente
$p_{\Sigma 0}$	Summenleistung der Null-Komponente
$p_{\Sigma 0}^*$	Summensollleistung der Null-Komponente
\underline{p}_Δ	Raumzeiger der Differenzleistung
\underline{p}_Σ	Raumzeiger der Summenleistung
\underline{p}_Σ^*	Alpha-/Beta-Komponente der Summensollleistung
Ψ_h	Hauptfluss des Transformators
$\hat{\Psi}_h$	Spitzenwert des Hauptflusses des Übertrags
R	Zweigwiderstand
$R_{DS(on)}$	Durchlasswiderstand eines MOSFETs im eingeschalteten Zustand
R_{MF}	Widerstand des Transformators
R_e	Widerstand am Eingang des MMCs
R_i	Widerstand der unterlagerten Regelstrecke
R_V	Vorladerwiderstand eines Zweigs
S_a	Ausgangsscheinleistung
$S_{a,max}$	maximale Ausgangsscheinleistung
t_A	Zeitdauer des aktiven Zustands
τ_i	Zeitkonstante der Stromregelstrecke
$\tau_{i,i}$	Zeitkonstante des Integralverhaltens
$\tau_{w,i}$	Zeitkonstante des Führungsverhaltens
T_{e0}	Periode der Eingangsspannung
$T_{f,w}$	Zeitkonstante des Istwert-Filters der Energie
ϑ_{xyz}	Kühlkörpertemperatur der Zelle xyz
T_M	Modulationsperiode

T_R	Regelperiode
$T_{\sigma,p}$	Ersatzzeitkonstante des unterlagerten Regelkreises
$T_{\sigma,u}$	Totzeit des Stellglieds
$T_{\sigma,w, \text{res}}$	Resultierende nicht kompensierbare Zeitkonstante des Energiereglerkreises
T_T	Trägersignalperiode
T_V	Verriegelungszeit
u_{a0}	Null-Komponente der Ausgangsspannung des MMCs
u_{a0}^*	Sollwert der Null-Komponente der Ausgangsspannung des MMCs
$u_{a\alpha}$	Alpha-Komponente der Ausgangsspannung des MMCs
$u_{a\alpha}^*$	Sollwert der Alpha-Komponente der Ausgangsspannung des MMCs
$u_{a\beta}$	Beta-Komponente der Ausgangsspannung des MMCs
$u_{a\beta}^*$	Sollwert der Beta-Komponente der Ausgangsspannung des MMCs
\hat{u}_a	Amplitude der Ausgangsspannung
$\hat{u}_{a,o}$	obere Schwelle der Amplitude der Ausgangsspannung zur Aktivierung der Null-Komponente
$\hat{u}_{a,u}$	untere Schwelle der Amplitude der Ausgangsspannung zur Aktivierung der Null-Komponente
u_{ay}^*	Ausgangsspannung des Strangs y
$\hat{u}_{a,\text{max}}$	maximale Ausgangsspannung
\hat{u}_{a0}	Amplitude der Null-Komponente der Ausgangsspannung
\underline{u}_a	Ausgangsspannungsraumzeiger MMC
$\hat{u}_{a,\text{max}}$	Begrenzungslänge für den Sollwert der Ausgangsspannung
u_{ay0}	Ausgangsspannung der Phase y gegen den Mittelpunkt des Zwischenkreises
u_{ay-}	Ausgangsspannung der Phase y gegen den negativen Pol des Zwischenkreises
$u_{C,\text{min}}$	kleinste Zweigkondensatorspannung aller sechs Zweige
$u_{C,xy}$	Zweigkondensatorspannung des Zweigs xy
$\bar{u}_{C,xy}$	mittlere Zweigkondensatorsollspannung

u_{Cxy}^*	Zweikondensatorsollspannung des Zweigs xy
u_{Cxyz}	Zellkondensatorspannung der Zelle xyz
$u_{Cxyz,max}$	maximal auftretende Zellkondensatorspannung
u_{DC}	Zwischenkreisspannung
u_e	Eingangsspannung MMC
\hat{u}_e	Amplitude der der Eingangsspannung
$U_{e\sim}$	Effektivwert der 1. Harmonischen der Eingangsspannung
$\hat{u}_{e\sim}$	Amplitude der 1. Harmonischen der Eingangsspannung
$u_{e\sim}$	Grundschwingung der Eingangsspannung
u_G	Störgrößenaufschaltung
u_{G0}	Störgrößenaufschaltung für die Komponente u_{L0}
$u_{G\alpha}$	Störgrößenaufschaltung für die Komponente $u_{L\alpha}$
$u_{G\beta}$	Störgrößenaufschaltung für die Komponente $u_{L\beta}$
u_{L0}	Null-Komponente der Drosselspannung
$u_{L0,max}$	Begrenzungswert der Komponente u_{L0}
u_{L0}^*	Null-Komponente der Soll-Drosselspannung
$u_{L0,lim}^*$	Begrenzte Null-Komponente der Soll-Drosselspannung
$u_{L\alpha}$	Alpha-Komponente der Drosselspannung
$u_{L\alpha,max}$	Begrenzungswert der Komponente $u_{L\alpha}$
$u_{L\alpha}^*$	Alpha-Komponente der Soll-Drosselspannung
$u_{L\beta}$	Beta-Komponente der Drosselspannung
$u_{L\beta,max}$	Begrenzungswert der Komponente $u_{L\beta}$
$u_{L\beta}^*$	Beta-Komponente der Soll-Drosselspannung
$\hat{u}_{L,max}$	Begrenzungslänge für den Sollwert der Raumzeigerdrosselspannung
u_L^*	Sollwert der Raumzeigerdrosselspannung
$u_{L,lim}^*$	Begrenzter Raumzeiger der Drosselspannung
u_{Ly}	Spannung über der Drossel in der Phase y
u_{VB}	Ausgangsspannung Mittelfrequenz-Vollbrücke
$u_{x\alpha}$	Alpha-Zweigkomponente des x -Zweigs
$u_{x\beta}$	Beta-Zweigkomponente des x -Zweigs
u_{x0}	Null-Zweigkomponente des x -Zweigs
u_{xy}	Zweigspannung des Zweigs xy
$u_{xy,max}$	maximale Zweigspannung

u_{xy}^*	Zweigsollspannung des Zweigs xy
$u_{xy,Rest}^*$	Rest-Zweigsollspannung des Zweigs xy
u_{xyz}	Zellspannung der Zelle xyz
\bar{u}_{xyz}	mittlere Zellspannung während eine Modulationsperiode
u_{xyz}^*	Zellsollspannung der Zelle xyz
w	Istenergie
w_{Cxy}	Zweigkondensatorenergie des Zweigs xy
$w_{Cxy,max}$	maximale Zweigkondensatorenergie
$w_{Cxy,min}$	minimale Zweigkondensatorenergie
\bar{w}_{Cxy}	mittlere Zweigkondensatorenergie des Zweigs xy
w_{Cxyz}	Zellkondensatorenergie der Zelle xyz
\bar{w}_{Cxyz}	mittlere Zellkondensatorenergie der Zelle xyz
$w_{\Delta\alpha}^*$	Sollwert der Differenzenergie der Alpha-Komponente
$w_{\Delta\alpha}$	Differenzenergie der Alpha-Komponente
$w_{\Delta\beta}^*$	Sollwert der Differenzenergie der Beta-Komponente
$w_{\Delta\beta}$	Differenzenergie der Beta-Komponente
$w_{\Delta 0}^*$	Sollwert der Differenzenergie der Null-Komponente
$w_{\Delta 0}$	Differenzenergie der Null-Komponente
$w_{\Sigma\alpha}^*$	Sollwert der Summenenergie der Alpha-Komponente
$w_{\Sigma\alpha}$	Summenenergie der Alpha-Komponente
$w_{\Sigma\beta}^*$	Sollwert der Summenenergie der Beta-Komponente
$w_{\Sigma\beta}$	Summenenergie der Beta-Komponente
$w_{\Sigma 0}^*$	Sollwert der Summenenergie der Null-Komponente
$w_{\Sigma 0}$	Summenenergie der Null-Komponente
ξ_i	Korrekturfaktor des Stromvorzeichens und -werts
ξ_T	Korrekturfaktor des trapezförmigen Stroms zur Leistungsberechnung
$z_{1,i}$	Eigenwert des Integralverhaltens
$z_{w,i}$	Eigenwert des Führungsverhaltens

Spezifische Größen des PHIL-Emulators

γ	Rotorwinkel der Maschine
γ_B	Bezugswinkel

i_d	d-Strom der Maschine
$i_{d,PHIL}$	d-Strom im PHIL-Strang
i_q	q-Strom der Maschine
$i_{q,PHIL}$	q-Strom im PHIL-Strang
i_y	Strom im Maschinenstrang y
$i_{y,PHIL}$	Strom im PHIL-Strang y
$K_{P,PHIL}$	P-Verstärkung des PHIL-Stromreglers
L_C	Induktivität des Kopplungsnetzwerks
M_i	inneres Drehmoment der Maschine
n_{GW}	Ordnung des gleitenden Mittwertfilters
ω	elektrische Kreisfrequenz der Maschine
p	Polpaarzahl der Maschine
Ψ_d	d-Fluss der Maschine
Ψ_q	q-Fluss der Maschine
Ψ_{Sy}	Statorfluss im Strang y der Maschine
R_C	Widerstand des Kopplungsnetzwerks
R_S	Strangwiderstand der Maschine
T_P	Periode zur Berechnung der PHIL-Modelle
$u_{ad,korr}^*$	korrigierte Soll-Ausgangsspannung der d-Achse
u_{ad}^*	Soll-Ausgangsspannung der d-Achse
$u_{aq,korr}^*$	korrigierte Soll-Ausgangsspannung der q-Achse
u_{aq}^*	Soll-Ausgangsspannung der q-Achse
u_d	d-Spannung der Maschine
$u_{d,PHIL}$	d-Spannung im PHIL-Strang
u_q	q-Spannung der Maschine
$u_{q,PHIL}$	q-Spannung im PHIL-Strang
u_y	Strangspannung im Strang y der Maschine
$u_{y,PHIL}$	Spannung im PHIL-Strang y

Abbildungsverzeichnis

1.1	Verwendung einer universellen Drehspannungsquelle zur Untersuchung von beliebigen Lasten	2
1.2	Analoger Verstärker in einer AB-Konfiguration	4
1.3	Drehstrombrückenschaltung	5
1.4	Multilevel-Umrichter auf Basis von parallelgeschalteten Halbbrücken mit $N = 5$ Zweigen	6
1.5	Auswahl an bekannten Drosselnetzwerken aus der Literatur	7
1.6	Modularer Multilevel-Umrichter zur Energieumwandlung von Gleichspannung in ein Drehspannungssystem mit Halbbrücken-Zellen	8
2.1	Konzept des MMCs als universelle Drehspannungsquelle (SPMMC)	15
2.2	Eingangsgrößen des SPMMCs	16
2.3	Schaltplan einer Vollbrücken-Zelle	17
2.4	Streckenmodell der Zelle zur Berechnung der Kondensatorenergie und -spannung	19
2.5	Zweig-Streckenmodell zur Berechnung der Kondensatorzweigenergie und -spannung	21
2.6	MMC zur Herleitung der Maschengleichungen	22
2.7	Ersatzschaltbilder des MMCs für die Zweiginduktivitätsspannungen	25
2.8	Ersatzschaltbilder des MMCs für die Ausgangsspannung	26
2.9	Ersatzschaltbild der MF-Vollbrücke, des Transformators und des MMCs	27
2.10	Anbindung der SPMMC-Regelung an die Hardware	38
2.11	Kaskadierte Regelungsstruktur des SPMMCs	40
2.12	Darstellung der Steuersignale $\text{sign}(u_e)$ und ξ_i	40
2.13	Strukturbild des Regelkreises zur Energieregung	41

2.14	Definition des Stroms i_{e0} in Abhängigkeit von der Stromamplitude \hat{i}_{e0} und von der Reversierdauer des Stroms φ_T in rad	44
2.15	Allgemeine Darstellung der gleitenden Umschaltung zwischen Werten	47
2.16	Strukturbild der Sollwertberechnung	53
2.17	Strukturbild zur Ermittlung des Betriebspunkts	55
2.18	Strukturbild zur Berechnung der Sollströme aus den Sollleistungen .	56
2.19	Strukturbild für den Stromregelkreis	57
2.20	Strukturbild des zeitdiskreten Stromzustandsreglers mit Berücksichtigung der Rechentotzeit von einer Regelperiode T_R [29]	58
2.21	Lineare Spannungsbegrenzung eines Raumzeigers	61
2.22	Modulationsarten innerhalb eines Zweigs mit $N = 4$ Zellen	64
2.23	Ablaufdiagramm zur Ermittlung der Zellsollspannungen u_{xyz}^*	66
2.24	Wahl der Sollspannungen für $N = 4$ Zellen bei positiver Zweigleistung mit $u_{Cxy4} < u_{Cxy1} < u_{Cxy3} < u_{Cxy2}$	68
2.25	Zeitliche Darstellung zur Prädiktion der Zweigleistungen	69
2.26	Schaltplan einer Vollbrücken-Zelle zur Erläuterung der Modulation .	70
2.27	Darstellung der Modulation bei einer Vollbrücken-Zelle	71
2.28	Übersicht der Struktur einer konventionellen MMC-Regelung	73
2.29	Übersicht der Struktur der hybriden Steuerung des MMCs	74
2.30	Zeitablauf der hybriden Steuerung mit dem Interleaving-Faktor $k_I = 2$	75
3.1	Energiehub im Zweig bei einer Ausgangsfrequenz ungleich 0 Hz	84
3.2	Energiehub im Zweig p1 bei einer Ausgangsfrequenz von 0 Hz	85
3.3	Darstellung des Zellkondensatorstroms i_{Cxyz} in Abhängigkeit der Schaltzustände	87
3.4	Zweigkondensatoreffektivstrom	89
3.5	Zweigeffektivstrom	90
3.6	Erläuterung der Kommutierung und Ansteuerung einer Halbbrücke	94
3.7	Verwendetes Modell zur Ermittlung der Zellsollspannungen u_{xyz}^*	97
3.8	Schaltfrequenz und -verluste bei einer Ausgangsfrequenz ungleich 0 Hz	97
3.9	Schaltfrequenz und -verluste im Zweig p1 bei einer Ausgangsfrequenz von 0 Hz	98
3.10	Durchlassverluste eines MOSFETs p_D	99
3.11	Gesamtverluste eines MOSFETs p_M	100
3.12	Erzeugung eines mittelwertfreien Hauptflusses im Transformator	101
4.1	Übersicht der Leistungselektronik und Signalverarbeitung des SPMMCs	104

4.2	Eingesetzte Standard-Peripheriekarten für die Signalverarbeitung	107
4.3	Schaltbild eines Active Front Ends bestehend aus drei Netzdrosseln und einer Drehstrombrückenschaltung	108
4.4	Vereinfachtes Schaltbild der Erzeugung der rechteckförmigen Spannung u_{VB} und der galvanischen Trennung	109
4.5	MF-Vollbrücke mit Transformator	110
4.6	Übersicht der Signalverarbeitung und Timings des 1AC-3AC MMCs	111
4.7	Schaltplan einer Zelle für den 1AC-3AC MMC	112
4.8	Leiterplatte mit zwei Zellen des SPMMCs	113
4.9	Schematische Darstellung der Kommunikation zwischen der Zelle und dem überlagerten Phasen-FPGA	114
4.10	Aufbau einer Phase des MMCs mit der Vorladeeinrichtung und Ausgangsrelais	115
4.11	Phasen-FPGA mit den LWL-Transceivern und Pfostensteckern zur Anbindung von Peripherie	116
4.12	Schematische Darstellung der Kommunikation zwischen dem Phasen-FPGA, den Zellen und der HMK für einen Zweig	117
4.13	Aufgebauter Versuchsstand	120
5.1	Mit einem Oszilloskop gemessene Ausgangsspannungen des SPMMCs bei 325 V Amplitude	122
5.2	Mit einem Oszilloskop gemessene Ausgangsspannung bei deaktivierter und aktivierter hybrider Steuerung	123
5.3	Mit einem Oszilloskop gemessene Rechteckspannung der MF-Vollbrücke u_{VB} und Eingangsstrom des 1AC-3AC MMCs i_e bei +50 kW Ausgangsleistung	123
5.4	Mit einem Oszilloskop gemessene Eingangsspannung, Zweigspannung und Ausgangsspannung des 1AC-3AC-MMCs	124
5.5	Verhalten des Deadbeat-Stromreglers für den Eingangsstrom i_{e0}	125
5.6	Vergleich zwischen dem berechneten Energiehub Δw und dem gemessenen Energiehub Δw_M bei einer Ausgangsfrequenz von 50 Hz	126
5.7	Verhalten des SPMMCs bei einem Lastsprung von +50 kW auf -50 kW	127
5.8	Einsatz des SPMMCs zur Nachbildung eines 400 V-Stromnetzes mit plötzlich abfallender Amplitude und langsamer Wiederkehr	129
6.1	Möglichkeiten der Untersuchung eines Prüflings	132
6.2	Ersatzschaltbilder zur Herleitung des Maschinen- und des PHIL-Modells	134

6.3	Carrier Card inkl. dem Picozed-Board	141
6.4	Signalverarbeitungsstruktur des PHIL-Prüfstands	142
6.5	Signalverarbeitungseinheit des PHIL-Prüfstands	142
6.6	Inverse Flussverkettungskennfelder	143
6.7	Emulierte Maschine und der dazugehörige Prüfling	145
6.8	Stromfehler zwischen der Maschine und dem PHIL-Prüfstand ohne I-Anteil des DUTs	146
6.9	Stromfehler zwischen der Maschine und dem PHIL-Prüfstand mit I-Anteil des DUTs	146
6.10	Zeitverläufe des Maschinen- und PHIL-Stroms der ersten Phase sowie die Spannung des PHIL-Emulators und des DUTs	147
6.11	Vergleich von Stromsprüngen mit der Maschine und dem PHIL-Prüfstand	148
6.12	Verhalten der Zweigkondensatorspannung während einer Drehmomentumkehr von -70 N m auf $+70 \text{ N m}$ bei $+4000 \text{ min}^{-1}$	150
6.13	Dreiphasiger Kurzschluss der Maschine bei $+20 \text{ N m}$ und 500 min^{-1}	151
6.14	Verlust der ersten Phase bei $+20 \text{ N m}$ und 1000 min^{-1}	152
6.15	Drehzahlsprung von $+1000 \text{ min}^{-1}$ auf 0 min^{-1}	152
6.16	Drehzahlsprung von $+1000 \text{ min}^{-1}$ auf $+2000 \text{ min}^{-1}$	153

Tabellenverzeichnis

2.1 Sinnvolle Schaltzustände einer Vollbrücken-Zelle	18
2.2 Auftretende Zweigleistungen in Abhängigkeit von den Spannungen und Ströme	35
3.1 Eckdaten der universellen Drehspannungsquelle	78
3.2 Wahl der Regel- und Modulationsperiode	79
3.3 Wahl der Freiheitsgrade zur Leistungserzeugung	80
3.4 Grenzfrequenzen der Istwertfilter der Energiereglerkreise	80
3.5 Kommutierungsmöglichkeiten vom Schaltzustand null (0) in den Schaltzustand null, positiv (+) und negativ (-)	96
3.6 Kommutierungsmöglichkeiten vom Schaltzustand positiv (+) in den Schaltzustand null (0), positiv und negativ (-)	96
3.7 Kommutierungsmöglichkeiten vom Schaltzustand negativ (-) in den Schaltzustand null (0), positiv (+) und negativ	96
6.1 Eckdaten der verwendeten PSM	143

Literaturverzeichnis

Eigene Veröffentlichungen im Rahmen des Promotionsverfahrens

- [E1] M. SCHNARRENBERGER und M. BRAUN, „Pulsweitenmodulator - Ein Design für Solver mit variabler Schrittweite“, in *MATLAB EXPO 2014*, München, Deutschland, Juli 2014.
- [E2] M. SCHNARRENBERGER, F. KAMMERER, M. GOMMERINGER, J. KOLB und M. BRAUN, „Current control and energy balancing of a square-wave powered 1AC-3AC modular multilevel converter“, in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, Québec, Kanada, Sep. 2015, S. 3607–3614.
- [E3] M. SCHNARRENBERGER, F. KAMMERER, D. BRÄCKLE und M. BRAUN, „Cell design of a square-wave powered 1AC-3AC modular multilevel converter low voltage prototype“, in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Karlsruhe, Deutschland, Sep. 2016, S. 1–11.
- [E4] M. SCHNARRENBERGER, D. BRÄCKLE und M. BRAUN, „A Hybrid Control Approach for Fast Switching Modular Multilevel Converters“, in *The 9th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, Liverpool, UK, Apr. 2018, S. 1–5.
- [E5] M. SCHNARRENBERGER, L. STEFANSKI, C. ROLLBÜHLER, D. BRÄCKLE und M. BRAUN, „A 50 kW Power Hardware-in-the-Loop Test Bench for Permanent Magnet Synchronous Machines based on a Modular Multilevel Converter“, in *2018 20th European Conference*

- on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Riga, Lettland, Sep. 2018, S. 1–10.
- [E6] T. GEMASSMER, M. SCHNARRENBERGER, H. SPÄTH und M. BRAUN, „Simple Strategy of Overmodulation in Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines for Improving Efficiency in Automotive Applications“, in *PCIM Europe 2013*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2013, S. 231–238.
- [E7] T. GEMASSMER, J. RICHTER, M. SCHNARRENBERGER und M. BRAUN, „High Dynamic Rotor Oriented Current Control for Permanent Magnet Synchronous Machines with Saturation Characteristics“, in *PCIM Europe 2014*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2014, S. 153–160.
- [E8] T. GEMASSMER, J. RICHTER, M. SCHNARRENBERGER und M. BRAUN, „Dynamic overmodulation for highly dynamic current control of IPMSM with saturation characteristics“, in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Ischia, Italien, Juni 2014, S. 842–847.
- [E9] F. KAMMERER, D. BRÄCKLE, M. GOMMERINGER, M. SCHNARRENBERGER und M. BRAUN, „Operating Performance of the Modular Multilevel Matrix Converter in Drive Applications“, in *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2015, S. 549–556.
- [E10] D. BRÄCKLE, F. KAMMERER, M. SCHNARRENBERGER, M. HILLER und M. BRAUN, „A Modular Multilevel Matrix Converter for High Speed Drive Applications“, in *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2016, S. 788–795.
- [E11] D. BRÄCKLE, P. HIMMELMANN, M. SCHNARRENBERGER und M. HILLER, „Control strategy for modular multilevel matrix converters at high output frequencies“, in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, Ohio, USA, Okt. 2017, S. 2137–2143.
- [E12] D. BRÄCKLE, B. BOHNET, M. SCHNARRENBERGER, P. HIMMELMANN und M. HILLER, „A New control Approach for Modular Multilevel Converter Under Unbalanced Load Conditions“, in *The 9th IET International*

Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), Liverpool, UK, Apr. 2018, S. 1–6.

Studentische Arbeiten im Rahmen des Promotionsverfahrens

- [S1] E. BOUGUILA, „Stromregelung für eine dreiphasige RL-Last mit variabler Taktfrequenz“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [S2] J. BÜRGER, „Entwicklung und Einbindung einer Hardwareklasse zur Ansteuerung eines Leistungsmessgerätes in das LabVIEW ETI-Monitorprogramm“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [S3] M. DIEHL, „Konzeption und Aufbau einer FPGA-basierten Drehgeberauswertung“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [S4] M. KRIEG, „Entwicklung eines Korrekturverfahrens für Lagegebersignale eines Absolutwertgebers für Asynchronmotoren“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie; SEW EURODRIVE Bruchsal, 2014.
- [S5] M. WASTENSTEINER, „Konzeption und Aufbau einer Vollbrücken-Zelle zur Verwendung in einem Modularen Multilevel Converter“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S6] N. KÜNEKE, „Überarbeitung und Inbetriebnahme einer Vollbrücken-Zelle zur Verwendung in einem Modularen Multilevel-Umrichter“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S7] A. STRAS, „Projektarbeit: Control of a Modular Multilevel Converter over the entire operating range“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S8] S. TOBY, „Modellbasierte Softwareentwicklung zur Steuerung eines Antriebssystems bestehend aus zwei permanentmagneterregten Synchronmaschinen“, Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.

- [S9] M. RICHTER, „Entwicklung einer FPGA-basierten Rotorlage- und Drehzahlbestimmung für elektrische Antriebssysteme“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie; LuK Bühl, 2016.
- [S10] M. WESTERMANN, „Aufbau und Inbetriebnahme einer Testumgebung zur Einspeisung für einen neuartigen Modulare Multilevel-Umrichter“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S11] C. RADTKE, „Aufbau und Inbetriebnahme eines Modulare Multilevel-Umrichters mit neuartiger Speisung“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S12] K. SIELER, „Aufbau und Inbetriebnahme eines Active-Frontends für einen Modulare Multilevel-Umrichter mit neuartiger Speisung“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S13] A. KULNEV, „Modellbasierte Entwicklung der Steuerung und Regelung für ein Doppel-Active-Frontend in MATLAB/Simulink“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2017.
- [S14] R. SCHREIER, „Entwicklung einer LabVIEW Hardwareklasse zur Ansteuerung der ETI-System-on-Chip-Plattform“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2017.
- [S15] X. LI, „Entwicklung einer LabVIEW Hardwareklasse zur Ansteuerung einer Echtzeitdatenerfassung“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2018.

Datenblätter und Applikationshinweise

- [D1] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „OptiMOS 3 Power-Transistor IPP075N15N3 G“, 2010.
- [D2] WIMA, „Dielectric Technical Information“, <https://www.wima.de/en/service/knowledge-base/dielectric/>, abgerufen am 08.08.2018.
- [D3] WIMA, „Typical Characteristics and Graphs of the Polypropylene (PP) Film“, <https://www.wima.de/en/our-product-range/filmfoil-capacitors/fkp-2/graphs/>, abgerufen am 08.08.2018.
- [D4] CDE CORNELL DUBILIER, „Type SLPX 85 °C Snap-In Aluminum Electrolytic“, 2016.
- [D5] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters“, 2006.
- [D6] FISCHER ELEKTRONIK GMBH UND CO. KG, „Aluminiumoxidscheiben AOS 220 4“, https://www.fischerelektronik.de/web_fischer/de_DE/K%c3%bchlk%c3%b6rper/E01.06/Aluminiumoxidscheiben/PR/AOS2204/_index.xhtml, abgerufen am 16.08.2018.
- [D7] FISCHER ELEKTRONIK GMBH UND CO. KG, „Data sheet Product LAM 5 K“, https://www.fischerelektronik.de/web_fischer/en_GB/heatsinks/D02/Miniature%20cooling%20aggregates/PR/LAM5K_/, abgerufen am 16.08.2018.
- [D8] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, „TMS320C6748TM Fixed- and Floating-Point DSP“, 2017.
- [D9] INTEL CORPORATION, „Cyclone IV FPGA Device Family Overview“, 2016.
- [D10] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, „THS1206, 4 analog input, 6 MSps, simultaneous sampling analog-to-digital converters“, 2003.
- [D11] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „Technische Information FS75R12KT4_B15“, 2013.
- [D12] INTEL CORPORATION, „Intel MAX 10 FPGA Device Overview“, 2017.
- [D13] BROADCOM, „AFBR-16xxZ and AFBR-26x4Z/25x9Z“, 2016.
- [D14] LEM, „Current Transducer LA 100-P“, 2016.
- [D15] TESTEC ELEKTRONIK GMBH, „TT-SI 9001 - Bedienungsanleitung“, 2010.

- [D16] ANALOG DEVICES, INC., „LTC2323-14 Datasheet“, 2014.
- [D17] AVNET, INC., „PicoZed“, 2017.
- [D18] XILINX, INC., „Zynq-7000 SoC - Datasheet“, 2018.
- [D19] BRUSA ELEKTRONIK AG, „HSM1 - Hybrid Synchronous Motor“, 2015.
- [D20] SEMIKRON ELEKTRONIK GMBH & Co. KG, „SKiiP 513GD12-3DUL“, 2009.

Fremdliteratur

- [1] STATISTISCHES BUNDESAMT, „Bruttostromerzeugung in Deutschland für 2015 bis 2017“, Arbeitsgemeinschaft Energiebilanzen, Techn. Ber., Feb. 2018.
- [2] H. BERNDT, M. HERMANN, H. KREYE, R. REINISCH, U. SCHERER und J. VANZETTA, *TransmissionCode 2007*, Verband der Netzbetreiber, Aug. 2007.
- [3] M. VEIGEL, „Ein neues Modell zur Berechnung der fertigungsabhängigen Ummagnetisierungsverluste in Synchronmaschinen“, Diss., Karlsruher Institut für Technologie, 2018.
- [4] J. KOLB, F. KAMMERER, A. SCHMITT, M. GOMMERINGER und M. BRAUN, „The Modular Multilevel Converter as Universal High-Precision 3AC Voltage Source for Power Hardware-in-the-Loop Systems“, in *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nürnberg, Detuschland, Mai 2014, S. 1–8.
- [5] R. NICOLETTI, „Audio amplifier basics: Select the best topology for your design“, *EE Times*, 2013.
- [6] U. TIETZE und C. SCHENK, *Halbleiter Schaltungstechnik*, 11. Aufl. Springer, 1999, ISBN: 978-3-540-64192-6.
- [7] SPITZENBERGER & SPIES GMBH & CO. KG, *PAS Serie 4-Quadranten Verstärker*, Schmidstr. 32-34, 94234 Viechtach, Deutschland, 2013.
- [8] J. SPECOVIVUS, *Grundkurs Leistungselektronik*, 8. Aufl. Springer Vieweg, 2017, ISBN: 978-3-658-16910-7.
- [9] M. F. OETTMEIER, „Stator-Flux-Oriented Control and Real-Time Emulation Techniques for Permanent-Magnet Synchronous Machines“, Diss., Ruhr-Universität Bochum, 2012.
- [10] C. NEMEC und J. ROTH-STIELOW, „Investigations on the ripple current of a multiphase interleaved-switched inverter“, in *Proceedings of PCIM Europe*, Nürnberg, Detuschland, 2011.
- [11] A. SCHMITT, „Hochdynamische Power Hardware-in-the-Loop Emulation hoch ausgenutzter Synchronmaschinen mit einem Modularen-Multiphasen-Multilevel Umrichter“, Diss., Karlsruher Institut für Technologie, 2017.

-
- [12] SET POWER SYSTEMS GMBH, „EME 600-600 Inverter Prüfstand mit virtueller Prüfumgebung“, 2014.
- [13] EGSTON, *COMPISO P-HIL 200 kVA to MVA*.
- [14] S. UEBENER, „Evaluierung und Anwendung eines Emulators für elektrische Maschinen in der Entwicklung von Elektro- und Hybridfahrzeugen“, Diss., Universität Paderborn, 2015.
- [15] C. NEMEC, „Leistungselektronische Nachbildung von Drehstrommaschinen mit variablem induktiven Verhalten“, Diss., Universität Stuttgart, 2016.
- [16] R. MARQUARDT, A. LESNICAR und J. HILDINGER, „Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen“, *ETG-Fachbericht: Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen*, S. 155–161, 2002.
- [17] R. W. ERICKSON und O. A. AL-NASEEM, „A new family of matrix converters“, in *Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE*, Bd. 2, Denver, Colorado, USA, 2001, 1515–1520 vol. 2.
- [18] SIEMENS AG, *HVDC PLUS – the decisive step ahead*, Freyeslebenstrasse 1, 91058 Erlangen, Deutschland, 2016.
- [19] U. LAMM, *HVDC Light - It's time to connect*, ABB AB - HVDC Center, SE-771 80 Ludvika, Sweden, 2017.
- [20] U. HALFMANN und W. RECKER, „Modularer Multilevel-Bahnumrichter“, in *eb - Elektrische Bahnen 4-5*, 2011, S. 174–179.
- [21] M. GLINKA und R. MARQUARDT, „A new AC/AC multilevel converter family“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 52, Nr. 3, S. 662–669, 2005, ISSN: 0278-0046.
- [22] J. KUCKA und L. BARUSCHKA, „A hybrid modular multilevel DC/AC converter“, in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Genf, Schweiz, Sep. 2015, S. 1–10.
- [23] J. KOLB, „Optimale Betriebsführung des Modularen Multilevel-Umrichters als Antriebsumrichter für Drehstrommaschinen“, Diss., Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [24] F. KAMMERER, „Systemanalyse und Regelung des Modularen Multilevel Matrix Umrichters als Antriebsumrichter“, Diss., Karlsruher Institut für Technologie, 2016.

- [25] U. SCHLIENZ, *Schaltnetzteile und ihre Peripherie : Dimensionierung, Einsatz, EMV*, 3., aktualisierte und erweiterte Auflage. Wiesbaden: Vieweg, 2007, ISBN: 978-3-8348-9222-5.
- [26] BRONSTEJN, SEMENDJAJEW, MUSIOL und MÜHLIG, *Taschenbuch der Mathematik*, 4., überarbeitete und erweiterte Auflage. Frankfurt am Main: Harri Deutsch, 1999, ISBN: 3-8171-2014-1.
- [27] J. NORMEY-RICO, *Control of Dead-time Processes*, 1. Auflage. Springer-Verlag London, 2007, ISBN: 978-1-84628-829-6.
- [28] D. SCHRÖDER, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, 4. Auflage. Springer Berlin Heidelberg, 2015, ISBN: 978-3-642-30095-0.
- [29] U. NUSS, *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*, 1. Auflage. VDE VERLAG GMBH Berlin Offenbach, 2010, ISBN: 978-3-8007-3218-0.
- [30] T. GEMASSMER, „Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten“, Diss., Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [31] G. KONSTANTINOU, J. POU, S. CEBALLOS, R. DARUS und V. G. AGE-LIDIS, „Switching Frequency Analysis of Staircase-Modulated Modular Multilevel Converters and Equivalent PWM Techniques“, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Jg. 31, Nr. 1, S. 28–36, Feb. 2016, ISSN: 0885-8977.
- [32] L. BARUSCHKA, „Untersuchung des modularen Direktumrichters “Hexverter““, Diss., Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover, 2013.
- [33] T. NAKANISHI und J. ITOH, „High Power Density Design for a Modular Multilevel Converter With an H-Bridge Cell Based on a Volume Evaluation of Each Component“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 33, Nr. 3, S. 1967–1984, März 2018, ISSN: 0885-8993.
- [34] K. ILVES, S. NORRGA, L. HARNEFORS und H. NEE, „On Energy Storage Requirements in Modular Multilevel Converters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 29, Nr. 1, S. 77–88, Jan. 2014, ISSN: 0885-8993.
- [35] H. BÄRNKLAU, A. GENSIOR und S. BERNET, „Submodule Capacitor Dimensioning for Modular Multilevel Converters“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 50, Nr. 3, S. 1915–1923, Mai 2014, ISSN: 0093-9994.

-
- [36] M. VASILADIOTIS, N. CHERIX und A. RUFER, „Impact of Grid Asymmetries on the Operation and Capacitive Energy Storage Design of Modular Multilevel Converters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 62, Nr. 11, S. 6697–6707, Nov. 2015, ISSN: 0278-0046.
- [37] T. MODEER, H. NEE und S. NORRGA, „Loss comparison of different sub-module implementations for modular multilevel converters in HVDC applications“, in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, Birmingham, UK, Aug. 2011, S. 1–7.
- [38] M. BRAUN, „Systemanalyse und Entwurf einer universell einsetzbaren synthetischen Drehspannungsquelle auf Basis des Modularen Multilevelumrichters zur Erzeugung von hochpräzisen und hochdynamischen Spannungsverläufen“, Deutsche Forschungsgemeinschaft, Techn. Ber., 2013.
- [39] A. LESNICAR und R. MARQUARDT, „An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range“, in *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, Bd. 3, Bologna, Italien, Juni 2003.
- [40] C. AXTMANN, M. BOXRIKER und M. BRAUN, „A custom, high-performance real time measurement and control system for arbitrary power electronic systems in academic research and education“, in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Karlsruhe, Deutschland, Juli 2016, S. 1–7.
- [41] R. SCHWENDEMANN, S. DECKER, M. HILLER und M. BRAUN, „A Modular Converter- and Signal-Processing-Platform for Academic Research in the Field of Power Electronics“, in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 - ECCE ASIA)*, Niigata, Japan, Mai 2018.
- [42] SIEMENS AG, „SIMOTION, SINAMICS S120 & SIMOTICS - Ausrüstungen für Produktionsmaschinen“, 2013.
- [43] VACUUMSCHMELZE, „VITROPERM 500 F - VITROVAC 6030 F - Ringbandkerne in Leistungsübertragern für getaktete Stromversorgungen“, 2003.

- [44] D. PRASAD, M. Y. M. YUSOF, S. S. PALAI und A. H. NAWI, „Sorting Networks on FPGA“, in *Proceedings of the 10th WSEAS International Conference on Telecommunications and Informatics and Microelectronics, Nanoelectronics, Optoelectronics, and WSEAS International Conference on Signal Processing*, Ser. TELE-INFO'11/MINO'11/SIP'11, Stevens Point, Wisconsin, USA, 2011, S. 29–31.
- [45] K. SAITO und H. AKAGI, „A Power Hardware-in-the-Loop (P-HIL) Test Bench Using two Modular Multilevel DSCC Converters for a Synchronous Motor Drive“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, S. 1–1, 2018, ISSN: 0093-9994.
- [46] J. RICHTER, „Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen“, Diss., Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [47] F. PUENTE LEÓN, U. KIENCKE und H. JÄKEL, *Signale und Systeme*, München, 2011.

Der Modulare Multilevel-Umrichter als dreiphasige Spannungsquelle

Die universelle dreiphasige Spannungsquelle stellt eine galvanisch getrennte Ausgangsspannung mit frei einstellbarer Amplitude und Frequenz sowie bidirektionalem Leistungsfluss dar. Zudem soll diese einen niedrigen Oberschwingungsgehalt, hohe Dynamik und kurze Reaktionszeit der Ausgangsspannung bereitstellen. Anwendbar sind universelle dreiphasige Spannungsquellen beispielsweise zum Testen von elektrischen Betriebsmitteln und zum Prüfen des Verhaltens von Erzeugungseinheiten als Folge von Fehlerfällen im Netz. Ebenfalls denkbar ist der Einsatz in Power Hardware-in-the-Loop-Prüfständen, die zur Nachbildung von elektrischen Netzen und Maschinen dienen.

In dieser Arbeit wird ein neues, in der Spannung skalierbares Konzept für eine universelle dreiphasige Spannungsquelle erarbeitet, ausgelegt und aufgebaut. Hierfür wird der Betriebsbereich der Modularen Multilevel-Umrichter erweitert, ein neues Konzept für die galvanische Trennung realisiert sowie ein Verfahren zur aufwandsarmen Erhöhung der Modulationsfrequenz entwickelt. Der Versuchsaufbau wird als Teil eines Power Hardware-in-the-Loop Prüfstands zur Emulation einer hochausgenutzten Synchronmaschine verwendet, um die technische Einsetzbarkeit nachzuweisen.

