



Hochdynamische Power Hardware-in-the-Loop  
Emulation hoch ausgenutzter Synchronmaschinen mit  
einem Modularen-Multiphasen-Multilevel Umrichter



Alexander Schmitt

Hochdynamische Power Hardware-in-the-Loop  
Emulation hoch ausgenutzter Synchronmaschinen mit  
einem Modularen-Multiphasen-Multilevel Umrichter



# Hochdynamische Power Hardware-in-the-Loop Emulation hoch ausgenutzter Synchronmaschinen mit einem Modularen-Multiphasen-Multilevel Umrichter

von  
Alexander Schmitt

# Karlsruher Institut für Technologie Elektrotechnisches Institut (ETI)

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs  
an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des  
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation  
von Dipl.-Ing. Alexander Schmitt, geb. in Bad Mergentheim

Tag der mündlichen Prüfung: 31. Januar 2017

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Michael Braun

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Jörg Roth-Stielow  
(Universität Stuttgart)

## Impressum



Karlsruher Institut für Technologie (KIT)  
KIT Scientific Publishing  
Straße am Forum 2  
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark of Karlsruhe  
Institute of Technology. Reprint using the book cover is not allowed.

[www.ksp.kit.edu](http://www.ksp.kit.edu)



*This document – excluding the cover, 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>*



*The cover page is licensed under the Creative Commons  
Attribution-No Derivatives 4.0 International License (CC BY-ND 4.0):  
<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/deed.en>*

Print on Demand 2017 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISBN 978-3-7315-0634-8

DOI 10.5445/KSP/1000066073

# Vorwort

Die Idee zu dieser Arbeit entstand 2010 zu Beginn meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Im Rahmen anderer Forschungsarbeiten wurde damals die leistungselektronische Nachbildung eines Solargenerators sowie einer Traktionsbatterie benötigt. Eine Literaturrecherche ergab schließlich, dass die leistungselektronische Nachbildung elektrischer Betriebsmittel allgemein ein hohes Innovations- und Forschungspotential bietet. Insbesondere die Power Hardware-in-the-Loop Emulation elektrischer Maschinen versprach hier große Vorteile für zukünftige Entwicklungsaufgaben. Allerdings war diese nur für lineare Maschinen bekannt. Das Ziel meiner Forschungsarbeit war daher schnell klar: Durch die erste ganzheitliche Power Hardware-in-the-Loop Emulation einer nichtlinearen elektrischen Maschine soll die Machbarkeit einer solchen Emulation bis auf die Ebene der taktfrequenten Stromrippel nachgewiesen und die erreichbare Genauigkeit quantifiziert werden.

Der erfolgreiche Abschluss der Arbeit war dabei jedoch nur durch die vielseitige und tatkräftige Unterstützung aus meinem privaten und beruflichen Umfeld möglich. Hierfür möchte ich mich bei allen Beteiligten recht herzlich bedanken. Ganz besonderer Dank gilt hierbei meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Michael Braun für das entgegengebrachte Vertrauen dieses bis dahin am Institut neue Themengebiet zu erschließen. Ohne die von Ihm ermöglichte fachliche Freiheit und Unterstützung wäre diese Arbeit nicht möglich gewesen. Ebenfalls bedanken möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Jörg Roth-Stielow für das Interesse an der Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Selbstverständlich gilt mein Dank all meinen Kolleginnen und Kollegen am ETI. Der offene, freundschaftliche Umgang hat nicht nur zu einem angenehmen Arbeitsklima geführt, sondern durch viele Anregungen und Diskussionen auch fachlich diese Arbeit erst ermöglicht. Insbesondere meinen langjährigen Büronachbar Klaus-Peter Becker sowie meine Kollegen Jan Richter und Mario

Gommeringer möchte ich hierbei hervorheben und auf ihre wertvollen wissenschaftlichen Beiträge zu dieser Arbeit hinweisen.

Meine zahlreichen studentischen Mitarbeiter die im Rahmen von Abschlussarbeiten und hilfswissenschaftlichen Tätigkeiten an diesem Projekt mitgearbeitet haben dürfen hier natürlich auch nicht unerwähnt bleiben. Für die geleistete Arbeit insbesondere bei der Planung und dem Aufbau des Versuchsstands mit all seinen Peripheriekomponenten möchte ich mich daher recht herzlich bedanken. Darüber hinaus möchte ich in diesem Zusammenhang allen Mitarbeitern der ETI-Werkstatt Danke sagen, die geduldig in unzähligen Stunden sämtliche elektronischen und mechanischen Komponenten des Versuchsaufbaus gefertigt haben.

Ein großes Dankeschön gilt selbstverständlich meiner Familie für die uneingeschränkte Unterstützung in allen Lebenslagen.

Zuletzt möchte ich meiner Freundin Anne Danke sagen für die Geduld und Rücksichtnahme sowie die Organisation einer unvergesslichen Doktorfeier.

Alexander Schmitt

Wangen (Allgäu), im März 2017

# Kurzfassung

Die Anforderungen an elektrische Antriebe sind mit deren Verbreitung in den letzten Jahren stark gestiegen. Um diese insbesondere im Hinblick auf Zuverlässigkeit, Funktionalität und Sicherheit zu erfüllen, wurden ebenfalls die Entwicklungswerkzeuge für elektrische Antriebe weiterentwickelt. Power Hardware-in-the-Loop Emulatoren sind das modernste dieser Entwicklungswerkzeuge. Aufgrund funktionaler Einschränkungen konnten diese Emulatoren jedoch bisher nur lineare, isotrope Maschinen nachbilden und daher noch nicht als äquivalent zu einer realen Maschine angesehen werden. Die vorliegende Arbeit setzt an diesem Punkt an. Es wird dabei zunächst allgemein die Problemstellung beim Aufbau eines ganzheitlichen Power Hardware-in-the-Loop Emulators beleuchtet. Darauf aufbauend wird das Modell einer permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Berücksichtigung nichtlinearer Effekte wie Sättigung und Kreuzverkopplung hergeleitet. Das Modell berechnet dabei das Verhalten der Maschine mit einer Frequenz von 1,5 MHz in Echtzeit. Ein 100 kW Modularer-Multiphasen-Multilevel-Umrichter erzeugt schließlich eine siebenstufige Ausgangsspannung mit einer Modulationsfrequenz von 120 kHz. Dadurch kann eine nichtlineare Maschine ganzheitlich bis auf die Ebene der taktfrequenten Stromrippel nachgebildet werden. Messungen im stationären sowie dynamischen Betrieb quantifizieren schließlich die Qualität der Maschinenemulation. Die Arbeit leistet damit einen Beitrag zur ganzheitlichen Power Hardware-in-the-Loop Emulation nichtlinearer elektrischer Maschinen.



# Inhaltsverzeichnis

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| <b>1</b> | <b>Einleitung</b>  | <b>1</b>  |
| 1.1      | Prüf- und Simulationskonzepte                              | 2         |
| 1.2      | Zielstellung und Gliederung der Arbeit                     | 7         |
| <b>2</b> | <b>Power Hardware-in-the-Loop Emulation</b>                | <b>11</b> |
| 2.1      | Stand der Technik  | 11        |
| 2.2      | Emulationskonzept  | 17        |
| <b>3</b> | <b>Maschinenmodellierung</b>                               | <b>23</b> |
| 3.1      | Stand der Technik  | 23        |
| 3.2      | Modellbildung der permanentmagneterregten Synchronmaschine | 24        |
| 3.2.1    | Parametrierung   | 36        |
| 3.3      | Diskretisierung  | 36        |
| 3.3.1    | Stabilitätsuntersuchung                                    | 38        |
| 3.3.2    | Implementierung  | 42        |
| 3.4      | Modellvalidierung  | 43        |
| <b>4</b> | <b>Emulationsumrichter</b>                                 | <b>49</b> |
| 4.1      | Stand der Technik  | 50        |
| 4.2      | Modularer-Multiphasen-Multilevel Umrichter                 | 54        |
| 4.2.1    | Funktionsweise   | 54        |
| 4.2.2    | Differenzstrommessung                                      | 58        |
| 4.3      | Modulation   | 59        |
| 4.3.1    | Split-Carrier Modulator                                    | 61        |
| 4.3.2    | Vollständige Sortierung                                    | 61        |
| 4.3.3    | Einfache Sortierung  | 63        |
| 4.3.4    | Kombinierte Sortierung                                     | 65        |
| 4.3.5    | Direkte Selbst-Modulation                                  | 66        |

|  |            |
|--|------------|
| 4.4 Simulationsergebnisse . . . . .                        | 68         |
| 4.5 Messergebnisse . . . . .                               | 75         |
| <b>5 Versuchsaufbau . . . . .</b>                          | <b>83</b>  |
| 5.1 PHIL-Leistungsteil . . . . .                           | 83         |
| 5.1.1 Modularer-Multiphasen-Multilevel Umrichter . . . . . | 85         |
| 5.1.2 Kopplungsnetzwerk . . . . .                          | 89         |
| 5.1.3 Potentialtrennung . . . . .                          | 92         |
| 5.1.4 Active Front End . . . . .                           | 94         |
| 5.2 PHIL-Signalverarbeitung . . . . .                      | 95         |
| 5.2.1 Komponenten . . . . .                                | 95         |
| 5.2.2 Aufbau . . . . .                                     | 98         |
| 5.3 Referenzprüfstand . . . . .                            | 99         |
| 5.3.1 DUT . . . . .  | 100        |
| 5.3.2 Maschine . . . . .                                   | 101        |
| 5.4 Gesamtaufbau . . . . .                                 | 101        |
| <b>6 Messergebnisse . . . . .</b>                          | <b>103</b> |
| 6.1 Stationärer Betrieb . . . . .                          | 104        |
| 6.2 Dynamische Untersuchungen . . . . .                    | 113        |
| 6.3 Nachbildung von Fehlerfällen . . . . .                 | 124        |
| 6.4 Bewertung . . . . .                                    | 128        |
| <b>7 Zusammenfassung . . . . .</b>                         | <b>131</b> |
| <b>Symbolverzeichnis . . . . .</b>                         | <b>135</b> |
| <b>Abbildungsverzeichnis . . . . .</b>                     | <b>141</b> |
| <b>Tabellenverzeichnis . . . . .</b>                       | <b>147</b> |
| <b>Literaturverzeichnis . . . . .</b>                      | <b>149</b> |

# 1

## Einleitung

Elektrische Antriebe und Leistungselektronik sind ein zentraler Bestandteil unserer modernen Gesellschaft und prägen unseren Alltag auf vielfältige Weise. Die regenerative Erzeugung elektrischer Energie, die zunehmende Elektrifizierung des Individualverkehrs oder die vierte industrielle Revolution (Industrie 4.0) sind dabei nur einige Beispiele, die ohne elektrische Antriebe und Leistungselektronik nicht möglich wären. Getrieben durch diese Entwicklung und die immer weitere Verbreitung elektrischer Antriebslösungen steigen damit einhergehend aber auch die Anforderungen in der Entwicklung solcher Antriebe hinsichtlich der geforderten Funktionalität, Zuverlässigkeit und Sicherheit sowie der Kosten. Die Realisierung dieser vielfältigen Anforderungen ist jedoch nur möglich, wenn zeitgleich die Entwicklungsprozesse und -werkzeuge für elektrische Antriebe gleichermaßen weiterentwickelt werden. Aus diesem Grund existieren inzwischen eine Vielzahl von Prüf- und Simulationsumgebungen, die für die Entwicklung elektrischer Antriebe unerlässlich sind und deren Bedeutung seit Jahren zunimmt [1]. Die Grenzen der Simulation wurden dabei mit der Zeit immer weiter verschoben, um die Funktionalität und Qualität der Antriebsysteme trotz der gestiegenen Komplexität zu gewährleisten. Als Ergebnis dieser Entwicklung können heute im Wesentlichen vier Test- bzw. Simulationsebenen unterschieden werden: Software-in-the-Loop (SIL), Hardware-in-the-Loop (HIL), Power Hardware-in-the-Loop (PHIL) sowie konventionelle Motorprüfstände [2]. Die einzelnen Test- bzw. Simulationsebenen erlauben dabei ganz unterschiedliche Testszenarien, weshalb sie in verschiedenen Phasen der Entwicklung zur Anwendung kommen. Zum besseren Verständnis der vorliegenden

Arbeit werden diese vier Ebenen im Folgenden kurz vorgestellt. Dabei werden zunächst die Begrifflichkeiten der einzelnen Simulationsebenen eingeführt und deren Schnittstellen gegeneinander abgrenzt. Darüber hinaus werden die Vor- und Nachteile der verschiedenen Ebenen dargelegt, um daraus die Motivation dieser Arbeit auf dem Gebiet der Power Hardware-in-the-Loop Emulation herauszuarbeiten sowie die Aufgaben- und Zielstellung abzuleiten.

## 1.1 Prüf- und Simulationskonzepte

### Software-in-the-Loop Simulation

Die meistverbreitete Simulationsmethode ist die sogenannte Software-in-the-Loop Simulation. Diese Art der Simulation bezeichnet im Zusammenhang mit der Entwicklung elektrischer Antriebe den Schaltungs- und Regelungsentwurf mithilfe von Programmen wie beispielsweise Matlab/Simulink, Plescs oder Modelica auf einem Standard Personal Computer (PC). In der Literatur wird die PC-basierte Simulation teilweise noch einmal in Model-in-the-Loop (MIL) und Software-in-the-Loop Simulation unterteilt [3]. Der Unterschied dieser beiden Simulationen ist in der Regel die verwendete Programmiersprache. Bei einer MIL-Simulation wird das Simulationsmodell üblicherweise in einer hochentwickelten, proprietären Programmiersprache (bspw. Matlab) aufgebaut. Demgegenüber wird in einer SIL-Simulation die Software in der Programmiersprache des späteren Geräts (z.B. C/C++) implementiert und ausgeführt. Die Grenzen dieser Ebenen sind jedoch inzwischen stark verschwommen, da viele dieser proprietären Programmiersprachen die automatische Konvertierung in andere Programmiersprachen unterstützen. Aus diesem Grund wird hier auf eine explizite Unterscheidung dieser Ebenen verzichtet. Eine schematische Darstellung einer SIL-Simulation für einen elektrischen Antrieb findet sich in Abb. 1.1. Diese besteht im Wesentlichen aus Simulationsmodellen der entwickelten Komponenten (Regelung, Modulator, Umrichter), deren Funktion überprüft werden soll, sowie einem Modell der Regelstrecke (Antriebsmaschine und Last). Die gesamte Simulation wird zudem auf einem Standard PC ausgeführt. Während der Simulation werden, analog zum späteren Antriebssystem, durch die Regelung die Sollwerte  $u^*$  für die Ausgangsspannungen des Umrichters  $u_S$  berechnet. Diese werden anschließend als Eingangsgröße für das Maschinenmodell verwendet und die Reaktion der Maschine berechnet. Die berechneten Werte (Ströme, Winkel, Drehzahl, Drehmoment) werden wiederum innerhalb der Simulation als Messwerte der Regelung zugeführt und somit wird der Re-

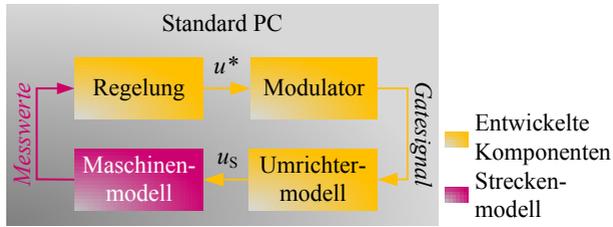


Abbildung 1.1: Schematische Darstellung einer Software-in-the-Loop Simulation: Softwaremodelle der entwickelten Komponenten werden zusammen mit einem Streckenmodell auf einem Standard PC simuliert.

gelkreis geschlossen. Die Simulationsgeschwindigkeit der SIL-Simulation ist entkoppelt von der Realität und kann je nach Detaillierungsgrad sehr langsam sein. Der Vorteil dieser Simulationsart ist, dass sie bereits in einer sehr frühen Entwicklungsphase verwendet werden kann, da hier lediglich die grundlegende Funktion der entwickelten Komponenten und Algorithmen, losgelöst von der späteren Hardware, überprüft wird. Gleichzeitig ist dies aber auch der größte Nachteil. Da keine Hardwarekomponente des zu entwickelnden Umrichters in die Simulation eingebunden ist, kann anhand der Simulationsergebnisse keine Aussage über die Funktionsweise des Umrichters hinsichtlich der Zuverlässigkeit, Fertigungsqualität oder Fehlerarmut, wie auch der grundsätzlichen Funktionalität unter verschiedenen Randbedingungen (Temperatur, Feuchte, Vibration etc.) getroffen werden.

### Hardware-in-the-Loop Simulation

Um den Testanforderungen auch in fortgeschrittenen Entwicklungsphasen gerecht zu werden, hat sich mittlerweile die Hardware-in-the-Loop Simulation etabliert. Entsprechend gibt es eine Vielzahl kommerzieller Hersteller solcher HIL-Systeme [4–6]. Hardware-in-the-Loop bedeutet dabei, dass einzelne Teile bis hin zur kompletten Hardware der Umrichtersteuerung real vorhanden sind und in die Simulationsumgebung integriert werden können. Eine schematische Darstellung einer Hardware-in-the-Loop Simulation findet sich in Abb. 1.2. Die Umrichtersteuerung entspricht hier dem Prüfling – Device Under Test (DUT) und wird über ihre analogen bzw. digitalen Schnittstellen (Eingänge der A/D-Wandler, Logiksignale der Gateansteuerung) mit einem Echtzeit-Simulationssystem – Real-Time Operationg System (RTOS) verbun-

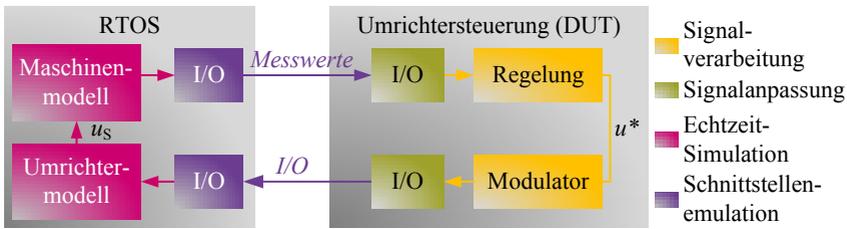


Abbildung 1.2: Schematische Darstellung einer Hardware-in-the-Loop Simulation: Die entwickelte Hardware der Umrichtersteuerung wird über ihre analogen und digitalen Schnittstellen an ein Echtzeit-Simulationsmodell des Umrichters und der Maschine angebunden.

den. Während der Simulation wird das RTOS durch die Gatesignale der Umrichtersteuerung stimuliert und muss quasikontinuierlich in Echtzeit sowohl das Umrichtermodell als auch die Reaktion der Maschine berechnen. Im Anschluss werden die Maschinengrößen durch das RTOS aufbereitet und an die Steuerung des Umrichters zurückgegeben. Dadurch wird der Regelkreis erneut geschlossen. Die Schnittstellen der Hardware-in-the-Loop Simulation können je nach Anwendung und Entwicklungsphase variieren. Generell werden jedoch ausnahmslos Signale auf Kleinspannungsebene verwendet. Der Vorteil der HIL-Simulation besteht darin, dass die komplette Signalverarbeitung des Umrichters unter beliebigen Randbedingungen auf Funktion, Sicherheit und Fehlerarmut getestet werden kann. Da jedoch keine Komponenten des Leistungsteils in der Testumgebung vorhanden sind, kann anhand einer HIL-Simulation keine Aussage über die thermische Auslegung des Umrichters, die korrekte Funktion der Messeinrichtungen, die Qualität des Fertigungsprozesses oder über die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) des Geräts getroffen werden.

### Konventioneller Motorprüfstand

Um die im vorherigen Abschnitt beschriebenen, offenen Testpunkte eines Antriebsumrichters ganzheitlich prüfen zu können, werden in der Entwicklung wie auch in der Serienfertigung konventionelle Motorprüfstände verwendet. Die schematische Darstellung eines solchen Motorprüfstands ist in Abb. 1.3 dargestellt. Auf einem solchen Prüfstand ist der fertig entwickelte Antriebsumrichter mit dem für die entsprechende Anwendung vorgesehenen Motor verbunden.

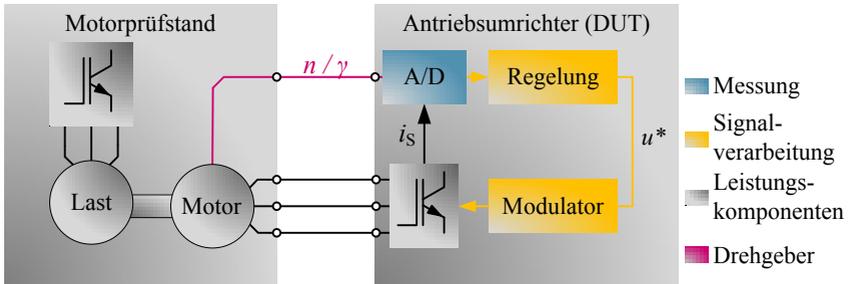


Abbildung 1.3: Schematische Darstellung eines konventionellen Motorprüfstands: Der vollständige Antriebsumrichter wird im Zusammenspiel mit dem realen Motor betrieben. Dadurch kann zusätzlich der Leistungsteil des Umrichters geprüft werden.

Dieser ist wiederum auf einem Maschinenbett aufgespannt und mechanisch an eine Lastmaschine gekoppelt. Die Lastmaschine wird zudem an einem weiteren Umrichter betrieben, um den Motor des DUT je nach Anforderung mit Drehzahl- oder Drehmomentprofilen zu beaufschlagen. Dieser Test ermöglicht es daher, den kompletten Antriebsumrichter im Zusammenspiel mit dem realen Motor zu prüfen. Dadurch können sowohl die Zuverlässigkeit, die thermische Auslegung, die Messtechnik wie auch der Fertigungsprozess überprüft werden. Leider haben jedoch auch konventionelle Motorprüfstände Nachteile und erfüllen nicht alle Anforderungen im Entwicklungsprozess von Antriebsumrichtern. So muss beispielsweise der Motor schon während der Entwicklung verfügbar sein, was eine parallele Entwicklung von Umrichter und Maschine schwierig macht. Darüber hinaus sind konventionelle Motorprüfstände aufgrund des benötigten Maschinenbetts und der Lastmaschine sehr groß und unflexibel. Daher müssen entweder mehrere Maschinenprüfstände in einem großen Prüffeld vorgehalten oder bestehende Prüfstände mechanisch umgerüstet werden, wenn sich die Leistungsanforderungen bzw. der Einsatzbereich eines Antriebssystems ändern. Dies verursacht zusätzlichen Wartungsaufwand sowie Kosten. Neben diesen Einschränkungen haben konventionelle Prüfstände jedoch auch funktionale Beschränkungen. Gerade Antriebssysteme für den automotive Einsatz müssen eine Vielzahl sicherheitskritischer Tests bestehen, bevor sie eingesetzt werden können [7]. Das Verhalten des Umrichters bei einem Versagen der Wicklungsisolation des Motors, einem blockierenden Rotor oder einem Bruch der Antriebswelle sind nur einige Beispiele für Betriebsfälle, die, wenn überhaupt,

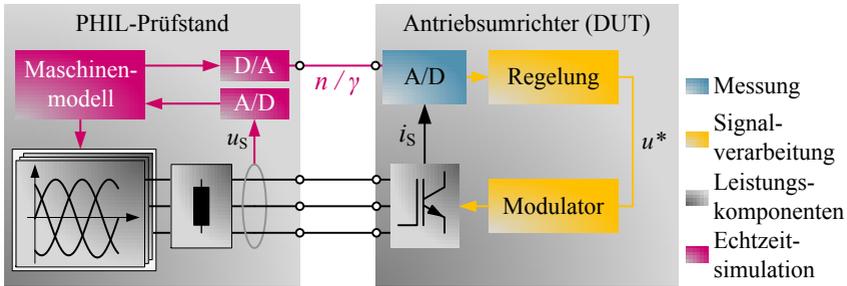


Abbildung 1.4: Schematische Darstellung eines Power Hardware-in-the-Loop Prüfstands: Der Motorprüfstand wird durch eine leistungselektronische Nachbildung der Maschine ersetzt. Der PHIL-Prüfstand verhält sich dabei identisch zum realen Motor.

nur mit erheblichem Aufwand an einem konventionellen Motorprüfstand getestet werden können.

### Power Hardware-in-the-Loop Emulation

Aufgrund der Einschränkungen konventioneller Motorprüfstände wurde in den letzten Jahren mit der Entwicklung von Power Hardware-in-the-Loop Prüfständen begonnen. Die schematische Darstellung eines solchen PHIL-Prüfstands findet sich in Abb. 1.4. Ein PHIL-Prüfstand wird auch als virtuelle Maschine bezeichnet und schließt die vorhandene Testlücke im Entwicklungsprozess von elektrischen Antriebssystemen [7]. Bei dieser Art von Prüfstand wird der komplette Umrichter als DUT ohne Anpassung der Soft- oder Hardware an den Emulator angeschlossen. Dieser bildet wiederum das vollständige Klemmenverhalten der zu emulierenden Maschine nach. Der PHIL-Prüfstand ist daher im Prinzip die Erweiterung des HIL-Prüfstands um ein leistungselektronisches Stellglied. Dieses Stellglied emuliert zusätzlich den Leistungsfluss der Maschine. Das Echtzeit-HIL-System muss daher neben den Maschinengleichungen die Sollwerte des Emulationsumrichters berechnen. Die drei Leistungsanschlüsse sowie der Drehgeber sind somit wie bei einem konventionellen Prüfstand die einzigen Verbindungen zwischen PHIL-Prüfstand und DUT. Der Vorteil eines solchen PHIL-Prüfstands ist, dass ein einziger Prüfstand im Rahmen seiner Leistungsfähigkeit beliebige Motor-Last-Kombinationen nachbilden kann. Die Parameter und sogar die Art der elektrischen Maschine können da-

bei per Software innerhalb von Sekunden geändert werden, was die Umrüstung im Vergleich zu konventionellen Prüfständen stark vereinfacht. Die Nachbildung beliebiger elektrischer und mechanischer Fehler ist dadurch ebenfalls sehr leicht möglich. Zudem können die Parameter des Prüfstands nicht nur durch Messungen an der realen Maschine gewonnen werden, sondern auch im Entwurfsstadium des Motors mithilfe von Finite-Elemente-Methoden (FEM) vorherbestimmt werden. Ein PHIL-Prüfstand erlaubt daher zusätzlich die parallele Entwicklung von Umrichter und Motor.

## 1.2 Zielstellung und Gliederung der Arbeit

### Vorbemerkungen

Die Power Hardware-in-the-Loop Emulation elektrischer Maschinen wurde 1998 das erste Mal für eine Asynchronmaschine (ASM) vorgestellt [8–10]. Aufgrund der beschränkten Möglichkeiten der damaligen Hardware konnte die Maschine jedoch nur sehr einfach nachgebildet und lediglich gesteuert betrieben werden. Trotzdem wurde die Power Hardware-in-the-Loop Emulation in Folge dieser Arbeiten zum Gegenstand der Forschung.

So wurden anschließend beispielsweise weitere Emulatoren für Asynchronmaschinen aufgebaut [11, 12]. Dabei konnten die Möglichkeiten moderner Leistungselektronik genutzt werden, um Emulationsumrichter mit höheren Taktfrequenzen [13] bzw. einer besseren Ausgangsspannungsqualität aufzubauen [14]. Allerdings wurde in diesen Arbeiten unterstellt, dass sich die Asynchronmaschine magnetisch linear verhält und somit keine Sättigungseffekte auftreten. Des Weiteren wurden die PHIL-Prüfstände mit Induktivitäten bestückt, die speziell auf die emulierte Maschine angepasst waren [11, 14]. Dadurch wird jedoch die Flexibilität des Emulators eingeschränkt.

Einen weiteren Forschungsimpuls erhielt die Power Hardware-in-the-Loop Emulation schließlich durch die Elektromobilität, da PHIL-Prüfstände seitdem besonders bei Automobilherstellern nachgefragt werden [15]. Im Zuge der zunehmenden Elektrifizierung des automobilen Individualverkehrs werden heute von den meisten Herstellern permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PSMs) eingesetzt. Diese sind aus Gründen der Kosten und Gewichtsreduktion in der Regel sehr hoch ausgenutzt. Die hohe Ausnutzung führt wiederum zu Sättigungseffekten im Magnetkreis der Maschine und damit zu stromabhängigen Induktivitäten [16]. Die Modellierung dieser Maschinen [17–20] sowie deren Berechnung in Echtzeit [21–23] ist dabei grundsätzlich bekannt und inner-

halb von HIL-Systemen auch kommerziell verfügbar [4, 5]. Demgegenüber ist die PHIL-Emulation dieser hoch ausgenutzten permanentmagneterregten Synchronmaschinen noch weitestgehend unerforscht. Die Emulation einer solchen Maschine wurde bisher lediglich in [24] versucht. Die magnetische Anisotropie des Rotors konnte in dieser Arbeit jedoch nicht nachgebildet und Sättigungseffekte nur im stationären Betrieb berücksichtigt werden.

Auch wenn PHIL-Emulatoren inzwischen von einigen kommerziellen Herstellern angeboten werden [25–27], sind daher auf diesem Forschungsgebiet noch viele Fragen hinsichtlich des zu verwendenden Emulationskonzepts und der erreichbaren stationären sowie dynamischen Emulationsgenauigkeit offen. Vielfach werden hier Annahmen und Vereinfachungen getroffen, die die Emulation der Maschine einschränken oder auf spezielle Bauformen und Auslegungen begrenzen. Eine ganzheitliche, hochdynamische Nachbildung einer elektrischen Maschine unter Berücksichtigung der Nichtlinearität des Magnetkreises konnte bislang nicht durchgeführt werden.

### **Aufgabenstellung**

Im Rahmen dieser Arbeit soll ein PHIL-Prüfstand entwickelt und aufgebaut werden, der die realitätsnahe Nachbildung des physikalischen Klemmenverhaltens von Drehfeldmaschinen erlaubt. Die Maschinen sollen dabei stationär sowie dynamisch einschließlich der taktfrequenten Stromrippel korrekt nachgebildet werden. Der Nachweis der Funktionalität soll an einer hoch ausgenutzten, permanentmagneterregten Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten geführt werden, wie sie in heutigen Elektrofahrzeugen eingesetzt wird. Um eine solche Maschine adäquat nachzubilden, muss sowohl die Nichtlinearität des Magnetkreises als auch die magnetische Anisotropie des Rotors berücksichtigt werden. Die allgemeinen Anforderungen, die dabei an den PHIL-Prüfstand gestellt und quasikontinuierlich in Echtzeit umgesetzt werden müssen, lauten wie folgt:

- Nachbildung der Phasenstromverläufe (stationär sowie dynamisch)
- Nachbildung des Drehbersignals
- Betrieb des Prüflings wie an einer realen Maschine

### **Aufbau**

Diese Dissertation beginnt mit den theoretischen Grundlagen der Modellbildung und führt entsprechend dem in Abb. 1.5 dargestellten Aufbau Schritt für

Schritt über die Realisierung der Komponenten bis zur Erprobung des Gesamtsystems. Ausgehend vom Stand der Technik wird dazu in Kapitel 2 zunächst die Problemstellung bei der hochdynamischen, ganzheitlichen Power Hardware-in-the-Loop Emulation elektrischer Drehfeldmaschinen aufgezeigt. Anhand dieser wird anschließend ein Emulationskonzept hergeleitet, das eine solche Maschinenemulation allgemein erlaubt. Um das Emulationskonzept umzusetzen, müssen anschließend die drei Kernkomponenten eines PHIL-Prüfstands beherrscht werden:

- Maschinenmodellierung
- Modellberechnung / Signalverarbeitung
- Emulationsumrichter / Leistungselektronik

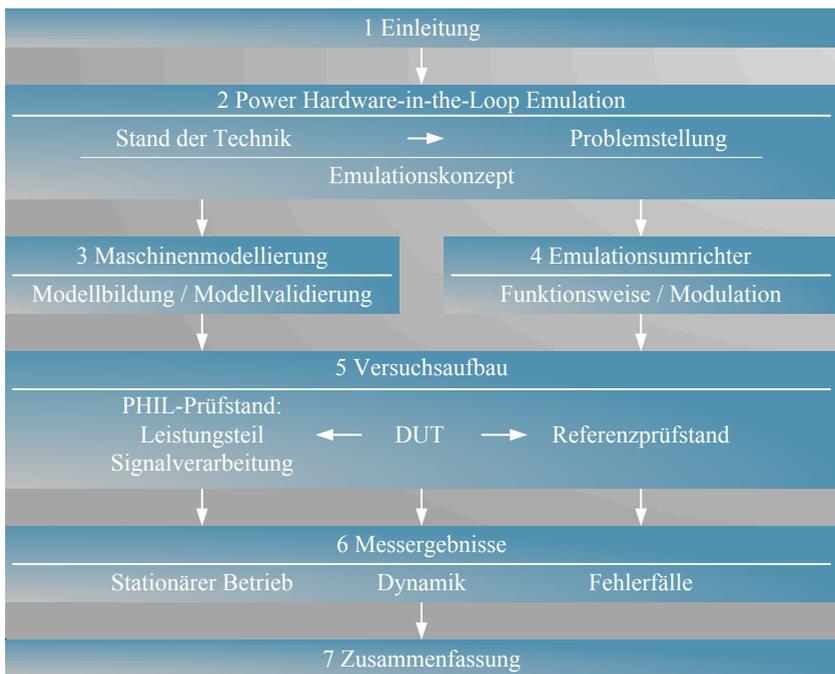


Abbildung 1.5: Struktureller Aufbau des Buches.

In Kapitel 3 wird daher das Modell einer permanentmagneterregten Synchronmaschine hergeleitet, welches auf das vorgestellte Emulationskonzept angepasst ist. Die Gleichungen berücksichtigen dabei Sättigungs- und Kreuzverkopplungseffekte sowie eine etwaige magnetische Anisotropie des Rotors. Darüber hinaus wird die Gültigkeit des Modells durch einen Vergleich zwischen Prüfstands- und Simulationsergebnissen nachgewiesen.

In Kapitel 4 wird anschließend eine neuartige Umrichter-Topologie inklusive Modulationsverfahren vorgestellt, die die hochdynamische Nachbildung der PSM bis auf die Ebene der taktfrequenten Stromrippel ermöglicht.

Der gesamte Prüfstands Aufbau wird schließlich in Kapitel 5 detailliert vorgestellt. Der leistungselektronische Aufbau des Emulationsumrichters steht dabei ebenso im Fokus wie die speziell entwickelte Hochleistungssignalverarbeitung zur Berechnung des Maschinenmodells und zur Ansteuerung des Emulationsumrichters.

In Kapitel 6 werden abschließend umfangreiche, systematische und vergleichende Messungen zwischen der realen und der emulierten Maschine durchgeführt. Der Einsatz eines modellprädiktiven, trajektorienbasierten Stromreglers erlaubt dabei das Einregeln der Stromsollwerte am PHIL-Prüfstands sowie der realen Maschine an der dynamischen Systemgrenze der Maschine. Dadurch wird die Qualität des entwickelten Emulationssystems sowohl stationär als auch dynamisch nachgewiesen und die Weiterentwicklung gegenüber den bestehenden Lösungen aufgezeigt.

Das Kapitel 7 fasst schließlich die Ergebnisse der vorliegenden Arbeit zusammen und gibt auf Basis der gewonnenen Erkenntnisse einen Ausblick auf zukünftige Forschungs- und Anwendungsmöglichkeiten.

# 2

## Power Hardware-in-the-Loop Emulation

Im folgenden Kapitel wird zunächst der Stand der Technik bestehender PHIL-Emulatoren beleuchtet, um einen Überblick über die Funktionalität und Anwendungsgebiete aktueller PHIL-Systeme zu erhalten. Anhand der daraus gewonnenen Erkenntnisse wird anschließend das Emulationskonzept des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten PHIL-Prüfstands abgeleitet und vorgestellt. Das Emulationskonzept soll dabei, ausgehend von der Physik der Maschine, die stationäre wie auch dynamisch korrekte Emulation einer permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Berücksichtigung von Sättigung, Kreuzverkopplung und der magnetischen Anisotropie des Rotors erlauben. Es definiert zudem den konzeptionellen Aufbau des Prüfstands und dessen Anbindung an den DUT-Umrichter sowie die allgemeinen Anforderungen, die im weiteren Verlauf der Arbeit an das Maschinenmodell, den Emulationsumrichter und die Signalverarbeitung gestellt werden.

### 2.1 Stand der Technik

In der Literatur finden sich im Wesentlichen zwei Arten von PHIL-Emulatoren. Diese unterscheiden sich neben dem verwendeten Maschinenmodell bzw. der zugehörigen Signalverarbeitung grundsätzlich durch das verwendete Kopp-

lungsnetzwerk zwischen dem Emulationsumrichter – Emulation Converter (EMC) sowie dem Prüfling (DUT).

### Induktive Kopplung

Eine Möglichkeit zur Anbindung des DUT an den EMC sind einfache Drosseln, wie in Abb. 2.1 schematisch dargestellt ist. Diese Art der Kopplung wird beispielsweise in den Arbeiten [9, 11, 13, 14, 28] verwendet.

In [9] wird eine Asynchronmaschine unter Berücksichtigung der Sättigung der Hauptinduktivität nachgebildet. Als EMC kommt dabei eine selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung (DBS) zum Einsatz. Die Berechnung des Asynchronmaschinenmodells erfolgt anhand der über eine Taktperiode gemittelten Ausgangsspannungen des DUT auf einem digitalen Signalprozessor (DSP). Der Einsatz eines DSPs begrenzt jedoch die maximal mögliche Berechnungsfrequenz des Maschinenmodells  $f_{\text{Modell}}$  auf einige zehn Kilohertz. Entsprechend konnte das Verhalten der Maschine nur für die gemittelten Ausgangsspannungen des DUT berechnet werden. Aufgrund der berücksichtigten Sättigung unterscheidet sich die reale Maschineninduktivität  $L_S$  im Betrieb von der konstanten Kopplungsinduktivität  $L_K$ . Dadurch unterscheiden sich die Zeitverläufe der Ströme  $i_K$  bzw. die Zeitkonstanten des Emulators ebenfalls von den Zeitverläufen und Zeitkonstanten der realen Maschine. Durch die verschiedenen Zeitverläufe entsprechen die gemessenen Ströme am DUT-Umrichter nicht dem erwarteten Mittelwert über eine Taktperiode. Die verfälschten Zeitkonstanten beeinflussen daher die Stabilität und die Genauigkeit der Stromregelung des DUT. Aufgrund des fehlerhaften Streckenverhaltens wird in [9] die emulierte Asynchronmaschine nur gesteuert durch ein Spannungs-Frequenz-Kennlinienverfahren (U-f) betrieben und die Ströme im Kopplungsnetzwerk  $i_K$  durch den EMC auf die berechneten Maschinenströme  $i_S$  eingeregelt.

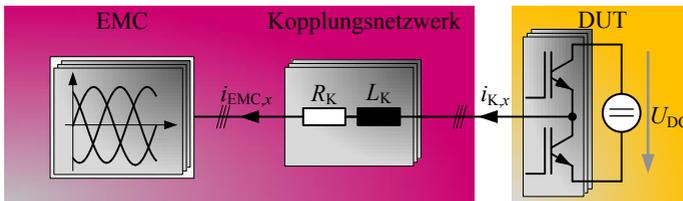


Abbildung 2.1: Schematische Darstellung eines PHIL-Prüfstands mit Induktivitäten als Kopplungsnetzwerk zwischen EMC und DUT.

In [28] wurde ein PHIL-Prüfstand speziell für die Qualitätssicherung des Fertigungsprozesses (End-of-Line Test) entwickelt. Der Emulator war daher ebenfalls nur für den Betrieb mit U-f-Kennliniensteuerung bzw. langsamen Regelverfahren im stationären Betrieb vorgesehen. Als Emulationsumrichter wurde erneut eine selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung eingesetzt. Die Maschinenmodellierung wurde grundsätzlich für Asynchronmaschinen unter Berücksichtigung der Sättigung der Hauptinduktivität sowie allgemein für Voll- und Schenkelpol Synchronmaschinen durchgeführt. Im Rahmen der Validierung wurde jedoch nur eine lineare Asynchronmaschine nachgebildet und eine Kopplungsdrossel verwendet, deren Induktivität  $L_K$  auf die Maschine angepasst war. Der ausschließliche Betrieb von Prüflingen mit U-f-Kennliniensteuerung oder langsamen Regelverfahren stellt jedoch eine starke Einschränkung für den Einsatz eines PHIL-Prüfstands dar. Wünschenswert ist daher die vollständige Nachbildung der Maschine unabhängig vom Regelverfahren des DUT. Um dies zu erreichen, wurden in [12, 14] weitergehende Arbeiten durchgeführt. Die Kopplungsinduktivität  $L_K$  wurde erneut so gewählt, dass sie der realen, resultierenden Stranginduktivität  $L_S$  der Maschine entspricht. Durch den Einsatz eines überschwingungsarmen, hochperformanten Linear Umrichters (LINUM) [28, 29] konnte der Strom im Kopplungsnetzwerk  $i_K$  ohne zusätzliche Oberschwingungen auf den berechneten Wert eingeregelt werden. Da der Strom  $i_K$  jedoch zusätzlich durch den DUT geregelt wird, arbeitet der zusätzliche Stromregler des LINUM-Umrichters im Betrieb gegen den Stromregler des DUT. Das Asynchronmaschinenmodell wurde in dieser Arbeit mit einer Frequenz von 40 kHz in Abhängigkeit der Ausgangsspannung des DUT berechnet. Aufgrund der niedrigen Berechnungsfrequenz können auch hier taktfrequente Einflüsse des DUT nur eingeschränkt im Maschinenmodell berücksichtigt werden.

In [11, 13] wird das erste Mal auf eine Regelung des Stroms  $i_K$  verzichtet. Dadurch wird verhindert, dass der Stromregler des DUT durch den Stromregler des EMC beeinflusst wird. Der Emulator wurde in dieser Arbeit ebenfalls mit einer Kopplungsinduktivität  $L_K$  bestückt, die der resultierenden Stranginduktivität  $L_S$  der Maschine entspricht. Das lineare Maschinenmodell wird jedoch nicht aus den Klemmenspannungen der Maschine berechnet. Anstatt dessen wird die Elektromotorische Kraft (EMK), also die innere Spannung der Asynchronmaschine, mit einer Abtaste von 40 kHz auf einem DSP aus den bereits im Kopplungsnetzwerk fließenden Strömen  $i_K$  berechnet. Die EMK wird im Anschluss durch einen sequentiell schaltenden Multiphasen-Umrichter (SSMU) hochfrequent erzeugt [13].

In [24] wurde ebenfalls eine Drossel zur Kopplung zwischen DUT und EMC verwendet. Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine Synchronmaschine nach-

gebildet, wobei die Induktivität der Kopplungsdrossel  $L_K$  nicht der Maschineninduktivität  $L_S$  entsprach. Als EMC wurde eine selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung verwendet. Um das Verhalten einer beliebigen Induktivität zu emulieren, wurde am EMC ein Modulationsverfahren verwendet, das sich im stationären Betrieb gegenüber dem DUT synchronisiert und so die mittlere Spannungszeitfläche über der Kopplungsinduktivität  $L_K$  anpasst. Dadurch sollte das Regelstreckenverhalten des Emulators dem Streckenverhalten der realen Maschine angepasst werden. Da die Taktfrequenz des EMC jedoch auf ca. 10 kHz begrenzt ist und damit in der Nähe der Taktfrequenz des DUT liegt, funktioniert dieser Maschinenemulator nur für den stationären Betrieb. Der dynamische Übergang zwischen zwei Betriebspunkten konnte daher nicht korrekt nachgebildet werden. Die Nachbildung einer winkelabhängigen Induktivität war bei diesem Ansatz ebenfalls nicht möglich, weshalb keine Synchronmaschinen mit anisotropem Rotor emuliert werden konnten. Das Maschinenmodell wurde im Rahmen dieser Arbeit auf einem Field Programmable Gate Array (FPGA) mit einer Frequenz von 1,17 MHz berechnet. Dadurch konnten die taktfrequenzen Einflüsse des DUT hochfrequent ohne zusätzliche Mittelwertbildung erfasst und innerhalb des Modells berücksichtigt werden.

In [30, 31] wurde ebenfalls das Verhalten einer permanentmagneterregten Synchronmaschine nachgebildet. Im Rahmen dieser Arbeit wurden zudem Sättigungseffekte in der Modellbildung der PSM berücksichtigt. Darüber hinaus wurden erneut Drosseln zur Kopplung des DUTs mit dem EMC verwendet. Ein versetzt getakteter Multiphasen-Umrichter (VGMU) [32] regelt dabei den Strom  $i_K$  im Kopplungsnetzwerk. Da diese Arbeit in Kooperation zwischen der Daimler AG und der SET GmbH, einem der kommerziellen Anbieter von PHIL-Prüfständen, entstanden ist, kann dieser Aufbau aufgrund mangelnder Informationen hinsichtlich des detaillierten Emulatoraufbaus und dessen Dimensionierung sowie des verwendeten DUT und der Parameter der emulierten Maschine nicht genauer bewertet werden.

Des Weiteren entstand auf Basis einer Kooperation zwischen der SET GmbH sowie der Universität Stuttgart eine weitere Arbeit auf dem Gebiet der PHIL-Emulation [33]. In dieser Arbeit wurde im Wesentlichen die Regelung und Modulation des (VGMU) entwickelt. Zusätzlich dazu wurde in [33] ein VGMU vorgestellt bei dem die ausgangsseitige Parallelschaltung der Zweige über flusskompensierte Drosseln erfolgt (VGMU-F). Dadurch konnte die Dynamik der Stromregelung für den Strom  $i_K$  erhöht werden. Während der Messungen am PHIL-Prüfstand wurde ein lineares Modell einer Synchronmaschine verwendet, das lediglich die magnetische Anisotropie des Rotors berücksichtigt [33, 34].

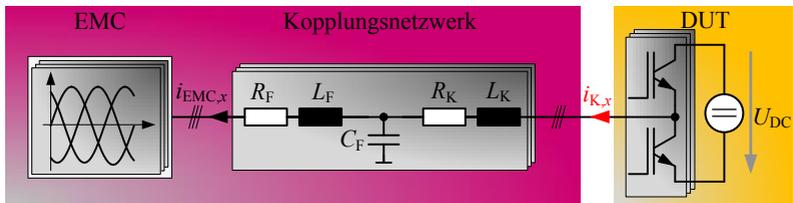


Abbildung 2.2: Schematische Darstellung eines PHIL-Prüfstand mit LCL-Filter als Kopplungsnetzwerk zwischen EMC und DUT.

Der Emulator erlaubt schließlich die Identifizierung des Rotorwinkels durch das geberlose Regelverfahren INFORM mit einer Abweichung von maximal 20 Grad. Eine vergleichende Messung an der realen Maschine wurde nicht durchgeführt. Darüber hinaus wird in [33] ein Hochlaufvorgang über 1,2 s emuliert und einer Messung an einem realen Maschinensatz gegenübergestellt. Die Messung zeigt zu Beginn große Unterschiede zwischen den Stromverläufen am PHIL-Prüfstand sowie der realen Maschine. Dies legt die Vermutung nahe, dass die Emulation einer winkelabhängigen Induktivität nur im quasistationären Betrieb funktioniert. Da die Messung nicht weiter ausgewertet wurde, lässt die Messung jedoch keine definitiven Rückschlüsse auf die Genauigkeit der Maschinenemulation zu. Entsprechend kann auch bei diesem Emulator keine Aussage hinsichtlich des tatsächlichen Funktionsumfangs sowie etwaiger Emulationsfehler aufgrund des konzeptionellen Aufbaus, der elektrischen und mechanischen Modellbildung oder dynamischer Lastwechsel getroffen werden.

### Kopplung durch LCL-Filter

Um das Problem der doppelten Stromregelung in einem ohmsch-induktiven Kopplungsnetzwerk zu umgehen, wurden in der Literatur ebenfalls einige PHIL-Emulatoren vorgeschlagen, die auf ein LCL-Filternetzwerk zur Kopplung zwischen Prüfling und Emulationsumrichter zurückgreifen [35–38] (vgl. Abb. 2.2). Die Kopplung mithilfe eines LCL-Filternetzwerks wurde in [39] als vorteilhaft gegenüber der Kopplung mit einer einfachen Drossel bewertet, hat aber bei genauer Betrachtung einen entscheidenden Nachteil. Durch die reduzierte Dynamik der Spannungsregelung über dem Filterkondensator  $C_F$  muss die Kopplungsinduktivität  $L_K$  erneut der Stranginduktivität  $L_S$  entsprechen, um die korrekten Zeitverläufe der Ströme  $i_K$  für transiente Vorgänge nachzubilden.

| Quelle   | Typ | Koppln.     | EMC    | SV   | Sätt.         | DUT          |
|----------|-----|-------------|--------|------|---------------|--------------|
| [9]      | ASM | $L_K$       | DBS    | DSP  | Ja            | U-f-Kennl.   |
| [28]     | ASM | $L_K = L_S$ | DBS    | DSP  | Ja            | U-f-Kennl.   |
| [14]     | ASM | $L_K = L_S$ | LINUM  | DSP  | Nein          | beliebig     |
| [11, 13] | ASM | $L_K = L_S$ | SSMU   | DSP  | Nein          | beliebig     |
| [35]     | ASM | LCL         | DBS    | DSP  | Ja            | LC-Filter    |
| [24]     | PSM | $L_K$       | DBS    | FPGA | Ja            | stat. Betr.  |
| [30, 31] | PSM | $L_K$       | VGMU   | FPGA | Ja            | unbekannt    |
| [33, 34] | PSM | $L_K$       | VGMU-F | FPGA | $L_S(\gamma)$ | stat. Betr.? |

Tabelle 2.1: Vergleich und Bewertung bestehender PHIL-Emulatorsysteme: Bewertet wird das verwendete Kopplungsnetzwerk (Koppln.), der Emulationsumrichter (EMC), die Leistungsfähigkeit der Signalverarbeitung (SV), ob Sättigungseffekte (Sätt.) berücksichtigt sind und der Betrieb des Emulators mit einem beliebigen Prüfling (DUT) möglich ist.

Um einen solchen Prüfstand flexibel einsetzen zu können, werden daher verschiedene LCL-Filterkombinationen benötigt, die gegebenenfalls umgeschaltet werden müssen [37]. Die Emulation variabler Induktivitäten ist daher mit diesem Konzept nur unter Einschränkungen möglich. In [35] wird dem DUT beispielsweise ein weiterer LC-Ausgangsfiler nachgeschaltet. Dieser filtert die getaktete Spannung des DUT, sodass der Emulator nur noch mit dem Mittelwert bzw. der Grundwelle der Ausgangsspannung beaufschlagt wird. Dadurch kann der Einfluss des Taktens auf die Maschine vernachlässigt werden. Das Filter wird in dieser Arbeit benötigt, da der in [35] aufgebaute PHIL-Prüfstand für Umrichter verwendet werden soll, die über sehr lange Kabel mit dem Motor verbunden sind. In diesen Anwendungen ist ein solches Filter notwendig, um die Maschinenisolation vor Überspannungen zu schützen. Allerdings sind solche Anwendungen Sonderfälle, weshalb der DUT-Umrichter in der Regel direkt und damit ohne Filter mit der Maschine verbunden wird.

Eine Übersicht sowie Gegenüberstellung aller vorgestellten und für diese Arbeit relevanten Vorarbeiten ist in Tab. 2.1 dargestellt. Die Tabelle zeigt, dass die in der Literatur vorhandenen PHIL-Emulatoren nur lineare, isotrope Maschinen ganzheitlich nachbilden können. Die dynamisch korrekte Emulation einer beliebigen nichtlinearen und anisotropen Maschine und der Betrieb dieser Maschine an einem beliebigen DUT-Umrichter ist bisher nicht möglich. Um einen PHIL-Prüfstand als Äquivalent zu einer beliebigen Maschine einsetzen zu

können, müssen jedoch auch hochperformante Regler oder verschiedene Modulationsverfahren an einem PHIL-Prüfstand untersucht werden können. Die Nachbildung dynamischer Kurzschlüsse zwischen verschiedenen Windungen oder Wicklungen erfordert ebenfalls die Emulation beliebiger Induktivitäten und ist unerlässlich, um die funktionalen Vorteile eines PHIL-Prüfstands voll auszuschöpfen.

## 2.2 Emulationskonzept

Aufgrund der funktionalen Einschränkungen der bisherigen PHIL-Emulatoren konnten hoch ausgenutzte permanentmagneterregte Synchronmaschinen mit vergrabenen Magneten, wie sie heutzutage in Elektrofahrzeugen eingesetzt werden, bisher nicht adäquat nachgebildet werden. Die Induktivitäten  $L_{S,x}$  dieser Maschinen ( $x \in \{1,2,3\}$ ) besitzen eine Winkelabhängigkeit aufgrund der Anisotropie des Rotors und sind wegen der hohen Ausnutzung und der dadurch bedingten Sättigung des Magnetkreises zusätzlich stromabhängig:

$$L_{S,x} = f(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, \gamma) \quad (2.1)$$

Da sich die resultierenden Stranginduktivitäten  $L_{S,x}$  folglich nicht nur zwischen verschiedenen Maschinen unterscheiden, sondern bereits im Betrieb variieren, soll der hier aufgebaute PHIL-Prüfstand im Betrieb die Zeitverläufe und Zeitkonstanten beliebiger Induktivitäten nachbilden. Der Einsatz von umschaltbaren Induktivitäten scheidet dabei aufgrund der fehlenden Dynamik sowie der geforderten stufenlosen Einstellbarkeit aus.

Im Folgenden wird ein Emulationskonzept erarbeitet und vorgestellt, das erstmalig eine solche Emulation ganzheitlich bis auf die Ebene der taktfrequenten Stromrippel erlaubt. Das Emulationskonzept definiert dabei den konzeptionellen Aufbau des Prüfstands und dessen Anbindung an den DUT-Umrichter sowie die allgemeinen Anforderungen, die im weiteren Verlauf der Arbeit an das Maschinenmodell, den Emulationsumrichter und die Signalverarbeitung gestellt werden.

### Grundlagen

Abb. 2.3 (a) zeigt das Ersatzschaltbild einer beliebigen dreiphasigen Drehfeldmaschine. Der Stator einer solchen Maschine besteht grundsätzlich aus drei Statorwicklungen mit den Induktivitäten  $L_{S,x}$  und den ohmschen Widerständen  $R_{S,x}$ . Während des Betriebs wird in den Statorwicklungen zudem eine Spannung

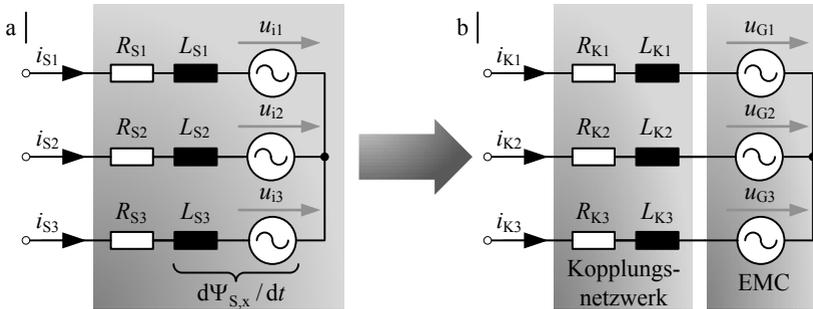


Abbildung 2.3: Gegenüberstellung des Ersatzschaltbildes der realen Maschine (a) sowie des PHIL-Prüfstands (b).

induziert. Dabei ist es für die Betrachtung an dieser Stelle unerheblich, ob die Ursache dieser Spannung eine Änderung der Flussverkettung  $\frac{d\psi_{S,x}}{dt}$  in der jeweiligen Statorwicklung aufgrund der Statorströme oder der Drehung des Rotors ist. Des Weiteren sind die drei Wicklungen bei umrichterbetriebenen Maschinen in der Regel im Stern verschaltet, wobei der Sternpunkt üblicherweise nicht angeschlossen wird. Da sich sowohl Asynchronmaschinen wie auch synchrone Reluktanz- und permanentmagneterregte Synchronmaschinen lediglich durch den Aufbau des Rotors und damit in der Berechnung der Flussverkettungen  $\frac{d\psi_{S,x}}{dt}$  unterscheiden, gilt dieses Ersatzschaltbild im Prinzip für alle dreiphasigen im Stern verschalteten Drehfeldmaschinen [17].

Um einen universell einsetzbaren PHIL-Prüfstand aufzubauen, der es erlaubt, eine Maschine transient nachzubilden, muss dieses Ersatzschaltbild äquivalent in einen PHIL-Prüfstand überführt werden (Abb. 2.3 (b)). Zur transienten Nachbildung der Maschine kann daher nur eine einfache Drossel als Kopplungselement zwischen Emulationsumrichter und Prüfling verwendet werden. Der EMC muss zudem über die Gegenspannung  $u_{G,x}$  am Kopplungsnetzwerk die gewünschten Zeitverläufe der Ströme einstellen. Er muss daher mit einer Umrichtertopologie aufgebaut werden, die idealerweise das Verhalten einer hochdynamischen Spannungsquelle aufweist.

Die Herausforderung, die sich bei der Nachbildung der Maschine beziehungsweise einer beliebigen Statorinduktivität  $L_{S,x}$  ergibt, ist somit die Berechnung der Sollwerte dieser idealen Spannungsquelle und die leistungselektronische Umsetzung der Spannungen.

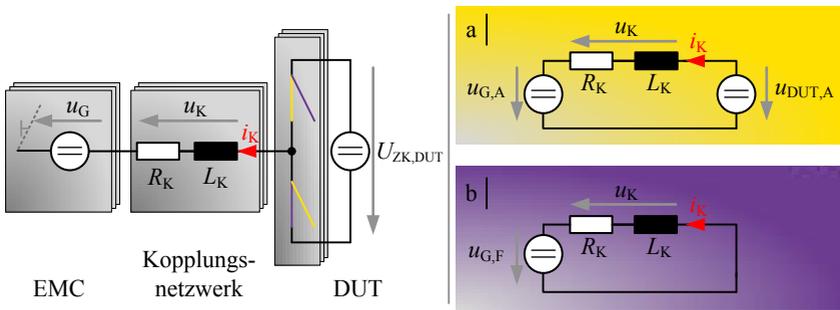


Abbildung 2.4: Illustration der Anforderungen an das PHIL-Konzept: Einphasiges Ersatzschaltbild des PHIL-Prüfstands für einen aktiven Schaltzustand (a) sowie für einen Freilauf Zustand (b).

### Problemstellung

Abb. 2.4 illustriert die dabei entstehenden Anforderungen: Durch das Takten der Leistungshalbleiter eines Antriebsumrichters liegen innerhalb einer Modulationsperiode  $T_A$  an einem Strang der Maschine prinzipbedingt verschiedene diskrete Spannungsniveaus an. Die Höhe und Anzahl dieser Spannungsniveaus hängen dabei von der verwendeten Umrichtertopologie sowie dem Modulationsverfahren ab. Die selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung ist die einfachste und am häufigsten verwendete Umrichtertopologie. Die Spannungsniveaus, die eine selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung an den Wicklungen einer Maschine erzeugen kann, können in zwei Gruppen eingeteilt werden. Die erste Gruppe sind die sogenannten aktiven Schaltzustände (vgl. Abb. 2.4 (a)). Während dieser Schaltzustände liegen an den Wicklungen der Maschine je nach Aussteuergrad, Phasenwinkel sowie Modulationsverfahren die diskreten Spannungen  $u_{DUT,A}$  an [40]:

$$u_{DUT,A} \in \left\{ -\frac{2 \cdot U_{ZK,DUT}}{3}, -\frac{U_{ZK,DUT}}{3}, \frac{U_{ZK,DUT}}{3}, \frac{2 \cdot U_{ZK,DUT}}{3} \right\} \quad (2.2)$$

Die zweite Gruppe der Schaltzustände sind die Freilaufzustände, wobei in diesen Zuständen an den Maschinenwicklungen die Spannung  $u_{DUT,F} = 0 \text{ V}$  anliegt (vgl. Abb. 2.4 (b)). Um die Maschine korrekt nachzubilden, müssen die Stromverläufe der realen Maschine  $i_{S,x}$  sowie die Stromverläufe innerhalb des

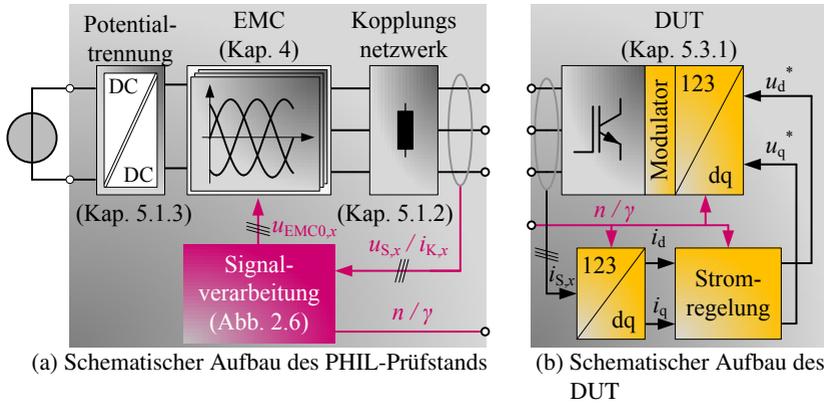


Abbildung 2.5: Schematischer Aufbau des entwickelten PHIL-Prüfstands sowie des verwendeten DUT.

Emulators  $i_{K,x}$  identisch sein [E4]. Aus diesem Grund muss unabhängig vom Schaltzustand des DUT jederzeit gelten:

$$\frac{di_{S,x}}{dt} = \frac{di_{K,x}}{dt} \quad (2.3)$$

Da die Stranginduktivitäten  $L_{S,x}$  der Maschine jedoch nicht identisch mit den Induktivitäten des Kopplungsnetzwerks  $L_{K,x}$  sind, folgt unter Vernachlässigung des ohmschen Widerstands, dass der EMC in den aktiven Zuständen jeweils die diskreten Spannungen

$$u_{G,A,x} = u_{DUT,A,x} - L_{K,x} \cdot \frac{di_{S,x}}{dt} \quad (2.4)$$

am Kopplungsnetzwerk anlegen muss. In den dazwischen liegenden Freiläufen müssen demgegenüber die Spannungen

$$u_{G,F,x} = -L_{K,x} \cdot \frac{di_{S,x}}{dt} \quad (2.5)$$

an das Kopplungsnetzwerk angelegt werden. Der EMC muss daher in Abhängigkeit vom Schaltzustand des DUT eine Ausgangsspannung mit einem unstetigen Verlauf erzeugen [E4]. Entsprechend wird eine Umrichtertopologie

(vgl. Kap. 4) benötigt, die die hochdynamische und präzise Erzeugung dieser Gegenspannungen  $u_{G,x}$  am Kopplungsnetzwerk ermöglicht [E1]. Des Weiteren verdeutlicht diese Unstetigkeit, weshalb die Verwendung eines LCL-Filters hier nicht möglich ist, da die Spannung an einem etwaigen Filterkondensator  $C_F$  nur stetig verändert werden kann (vgl. Abb. 2.2).

## Aufbau

Der schematische Aufbau des entwickelten PHIL-Prüfstands ist in Abb. 2.5 (a) dargestellt. Um die zuvor gestellten Anforderungen zu erfüllen, wird ein neuartiger Modularer-Multiphasen-Multilevel Umrichter (MMPMC) als Emulationsumrichter eingesetzt (vgl. Kap. 4). Dieser Umrichter verfügt näherungsweise über das Verhalten einer hochdynamischen Spannungsquelle und erzeugt eine siebenstufige Ausgangsspannung mit einer Modulationsfrequenz von  $f_{EMC} = 120 \text{ kHz}$  (vgl. Kap. 4.3.4). Die Wicklungen einer elektrischen Maschine sind in der Regel isoliert und damit potentialfrei in den Stator eingelegt. Um diese Isolierung nachzubilden wird der Emulationsumrichter durch eine potentialgetrennte Einspeisung versorgt (Kap. 5.1.3). Darüber hinaus werden zur Anbindung des EMC an den DUT drei einphasige Drosseln verwendet (Kap. 5.1.2). Das Maschinenmodell der permanentmagneterregten Synchronmaschine (Kap. 3) wird durch ein speziell entwickeltes FPGA-basiertes Signalverarbeitungssystem (Kap. 5.2) mit einer Frequenz von  $f_{Modell} = 1,5 \text{ MHz}$  quasikontinuierlich in Echtzeit berechnet. Dadurch kann das Schaltverhalten des DUT hochauflösend erfasst werden. Das komplette Maschinenverhalten wird zudem aus den Klemmenspannungen des DUT sowie dem Lastmoment berechnet, da sich alle weiteren Maschinengrößen wie Ströme, Flüsse sowie das innere Drehmoment als Reaktion auf die angelegten Spannungen einstellen.

Der schematische Aufbau des Echtzeit-Signalverarbeitungssystems findet sich in Abb. 2.6. Neben der Berechnung der Gegenspannung  $u_{G,x}$  enthält das Echtzeit-Signalverarbeitungssystem noch einen zusätzlichen Proportional-(P)-Regler sowie die Nachbildung des Drehgebers [E4, E5]. Der P-Regler verhindert ein auseinanderdriften der berechneten Maschinenströme  $i_{S,x}$  sowie der Ströme im Kopplungsnetzwerk  $i_{K,x}$  aufgrund von Ungenauigkeiten bei der Modellberechnung und der Erzeugung der Gegenspannung  $u_{G,x}$  durch den EMC. Ein reiner P-Regler ist dabei aufgrund des integrierenden Verhaltens des Kopplungsnetzwerks sowie der präzisen Berechnung und Vorsteuerung der Gegenspannung  $u_{G,x}$  ausreichend (Kap. 6.1). Darüber hinaus hat die Verwendung eines P-Reglers den Vorteil, dass er keine Rückwirkungen auf die Stabilität des Stromreglers im DUT hat. Demgegenüber würde ein zweiter Integral-Anteil innerhalb

des PHIL-Prüfstands zu einem überbestimmten System führen, da in diesem Fall sowohl der PHIL-Prüfstand als auch der DUT versuchen würden, den Strom stationär genau einzuregeln. Der schematische Aufbau des DUT-Umrichters ist in Abb. 2.5 (b) dargestellt. Dieser wird entsprechend der Anforderungen lediglich über die drei Phasenanschlüsse sowie das Gebersignal angebunden und soll ohne Änderung der Soft- oder Hardware am PHIL-Prüfstand betrieben werden können.

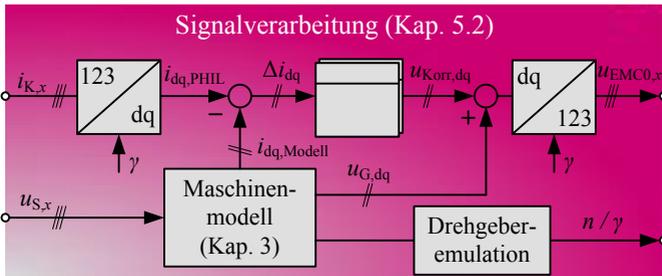


Abbildung 2.6: Schematische Darstellung des Echtzeit-Signalverarbeitungssystems.

# 3

## Maschinenmodellierung

Ausgehend von den Systemgleichungen der permanentmagneterregten Synchronmaschine wird im Folgenden das Maschinenmodell des PHIL-Prüfstands hergeleitet. Neben der Berechnung des eigentlichen Maschinenverhaltens wird dabei zusätzlich eine Berechnungsvorschrift für die Gegenspannungen am Kopplungsnetzwerk  $u_{G,x}$  benötigt. Die Berechnung wird unter Berücksichtigung einer beliebigen Kopplungsdrossel mit der Induktivität  $L_K$  und dem ohmschen Widerstand  $R_K$  durchgeführt. Anschließend wird das Modell diskretisiert und auf Stabilität untersucht, bevor das Kapitel durch die Validierung des Maschinenmodells abgeschlossen wird.

### 3.1 Stand der Technik

Grundsätzlich gibt es permanentmagneterregte Synchronmaschinen mit verschiedenen Rotorbauformen. In Abb. 3.1 sind die drei häufigsten Bauformen dargestellt. Diese können in Rotoren mit Oberflächenmagneten (Abb. 3.1 (a)) und Rotoren mit vergrabenen Magneten (Abb. 3.1 (b) und Abb. 3.1 (c)) unterteilt werden. Synchronmaschinen mit vergrabenen Magneten sind aufgrund des damit einhergehenden Reluktanzmoments aktuell von großer Bedeutung für den Einsatz in Elektrofahrzeugen, da diese Maschinen einen hohen Wirkungsgrad aufweisen und zudem bis weit in die Feldschwächung betrieben werden können [16]. Zur Steigerung der Leistungsdichte werden diese Maschinen in der Regel sehr hoch ausgenutzt, wodurch der Magnetkreis stark gesättigt und damit nicht-

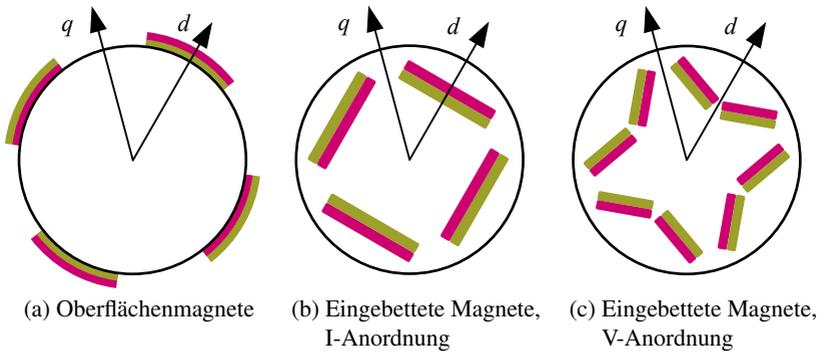


Abbildung 3.1: Verschiedene Rotorbauformen der PSM [19]

linear wird. Die physikalische Modellierung dieser Maschinen ist grundsätzlich in der Literatur bekannt und wurde beispielsweise in [17–20] umfangreich beschrieben. In den genannten Arbeiten wurden Maschinenmodelle vorgestellt, die unabhängig von der Rotorbauform die Sättigung des Magnetkreises berücksichtigen. Aus diesem Grund können diese Modelle als Grundlage für das hier benötigte PSM-Modell benutzt werden. Darüber hinaus wurden auch schon detailliertere Maschinenmodelle entwickelt, die beispielsweise winkelabhängige Oberwellen [41, 42] oder Temperatureinflüsse berücksichtigen [43]. Der Fokus der folgenden Modellbildung liegt daher auf der Erweiterung dieser Maschinenmodelle um die Berechnung der Gegenspannung, damit das in Kap. 2 vorgestellte Emulationskonzept umgesetzt werden kann.

## 3.2 Modellbildung der permanentmagneterregten Synchronmaschine

Die mathematische Beschreibung der permanentmagneterregten Synchronmaschine ist grundsätzlich unabhängig von der Rotorbauform. Dies gilt ebenfalls für die eigentliche Maschinenemulation, da es hier ebenfalls unerheblich ist, aus welchem Grund sich die zu emulierenden Maschineninduktivitäten ändern. Grundsätzlich gilt deshalb festzuhalten, dass die hier vorgestellte Maschinenmodellierung für alle permanentmagneterregten Synchronmaschinen gültig ist und daher die Parametrierung des Modells das detaillierte Maschinenverhalten

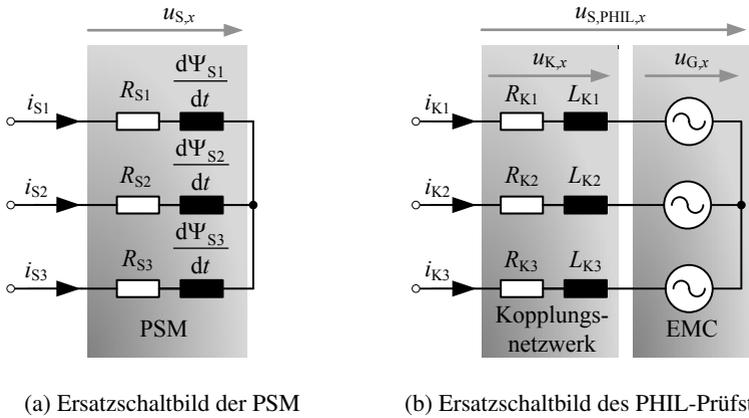


Abbildung 3.2: Gegenüberstellung der Ersatzschaltbilder von PSM und PHIL-Prüfstand [E4].

bestimmt. Des Weiteren wird das Maschinenmodell des PHIL-Prüfstands einzig in Abhängigkeit der Statorspannungen  $u_S$  sowie des Lastmoments  $M_L$  berechnet. Wie bereits erwähnt, ändern sich alle anderen Größen der Maschine als Reaktion darauf.

Um das Verhalten einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mithilfe eines Power Hardware-in-the-Loop Prüfstands nachzubilden, müssen zunächst einige Randbedingungen festgelegt werden. So wird im Folgenden angenommen, dass die emulierte Maschine drei symmetrische, im Stern verschaltete Wicklungen besitzt und der Sternpunkt nicht angeschlossen ist. Darüber hinaus werden Alterungseinflüsse, Temperatureffekte, Ummagnetisierungsverluste, Stromverdrängungseffekte wie auch kapazitive Verschiebestrome vernachlässigt. Bei Bedarf können diese Effekte jedoch ebenfalls durch Modelerweiterungen oder Parameternachführungen berücksichtigt werden [20], da das eigentliche Emulationskonzept die Nachbildung dieser Effekte grundsätzlich erlaubt. Es steigen dadurch lediglich die Anforderungen an die Rechenleistung sowie die Speichergröße des Echtzeit-Signalverarbeitungssystems. Die Statorspannungen  $u_{S,x}$  der Maschine können anschließend durch Anwendung des ohmschen Gesetzes, des Maxwell'schen Induktionsgesetzes sowie der Kirchhoffschen Maschenregel berechnet werden. Mit  $x \in \{1,2,3\}$  setzen sich die drei Strangspannungen entsprechend aus den jeweiligen ohmschen Spannungsabfäl-

len an der Wicklung sowie den Änderungen der Flussverkettungen zusammen [17, 20]:

$$u_{S,x} = R_{S,x} \cdot i_{S,x} + \frac{d\psi_{S,x}}{dt} \quad (3.1)$$

Das daraus abgeleitete Ersatzschaltbild der PSM ist in Abb. 3.2 (a) dargestellt. Die Flussverkettungen  $\psi_{S,x}$  werden dabei durch den Strom der jeweiligen Wicklung, die magnetisch gekoppelten Ströme der anderen beiden Wicklungen und die Bewegung der Permanentmagnete durch den Rotor hervorgerufen:  $\psi_{S,x} = f(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, \gamma)$ . Eine Unterscheidung der physikalischen Ursachen der Teilbeiträge zur gesamten Flussverkettung wird hier nicht benötigt, weshalb nur die resultierende Flussverkettung betrachtet wird. Da sich der PHIL-Prüfstand identisch zur realen Maschine verhalten soll, müssen die Systemgleichungen der PSM auf das Ersatzschaltbild des PHIL-Prüfstands aus Abb. 3.2 (b) übertragen werden. Um das zu erreichen, müssen die Strangspannungen des PHIL-Prüfstands  $u_{S,PHIL,x}$  identisch zu den Strangspannungen der Maschine  $u_{S,x}$  sein:

$$u_{S,PHIL,x} = u_{K,x} + u_{G,x} \stackrel{!}{=} u_{S,x} \quad (3.2)$$

Daraus folgt für die Gegenspannung am Kopplungsnetzwerk (vgl. Abb. 3.2 (b)):

$$u_{G,x} = u_{S,x} - u_{K,x} \quad (3.3)$$

Eingesetzt in die Spannungsgleichung des PHIL-Prüfstands (3.2) ergibt sich schließlich für dessen Strangspannungen [E4, E5]:

$$u_{S,PHIL,x} = \underbrace{R_{K,x} \cdot i_{S,x} + L_{K,x} \cdot \frac{di_{S,x}}{dt}}_{u_{K,x}} + \underbrace{R_{S,x} \cdot i_{S,x} + \frac{d\psi_{S,x}}{dt}}_{u_{S,x}} - \underbrace{\left( R_{K,x} \cdot i_{S,x} + L_{K,x} \cdot \frac{di_{S,x}}{dt} \right)}_{-u_{K,x}} \quad (3.4)$$

$\underbrace{\hspace{15em}}_{u_{G,x}}$

Gleichung (3.4) zeigt dabei das grundlegende Prinzip bei der Berechnung der Gegenspannung. Dieses besteht darin, die am PHIL-Prüfstand zusätzlich auftretenden Spannungsabfälle  $u_{K,x}$  des Kopplungsnetzwerks bei der Berechnung der

Gegenspannung  $u_{G,x}$  von den Strangspannungen der realen Maschine  $u_{S,x}$  abziehen. Dadurch kann am PHIL-Prüfstand das identische Verhalten im Vergleich zur realen Maschine erreicht werden [E2].

Um die Komplexität der Beschreibung zu verringern, wird davon ausgegangen, dass die Drosseln des Kopplungsnetzwerks magnetisch linear und in allen drei Phasen des Emulators identisch sind:

$$R_{K1} = R_{K2} = R_{K3} = R_K \quad (3.5)$$

$$L_{K1} = L_{K2} = L_{K3} = L_K \quad (3.6)$$

Dadurch können die drei Stranggrößen zu einem komplexen Raumzeiger zusammengefasst werden, wofür die bekannte 3/2-Transformation benutzt wird [44]. Die Transformationsvorschrift für die zu transformierenden Terme  $i_{S,x}$ ,  $u_{S,x}$  und  $\psi_{S,x}$  mit  $\kappa \in \{\psi_S, u_S, i_S\}$  und  $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  lautet dabei:

$$\underline{\kappa} = \frac{2}{3} \cdot (\kappa_1 + \underline{a} \cdot \kappa_2 + \underline{a}^2 \cdot \kappa_3) \quad (3.7)$$

Für die Nullkomponente der Transformation folgt entsprechend:

$$\kappa_0 = \frac{1}{3} \cdot (\kappa_1 + \kappa_2 + \kappa_3) \quad (3.8)$$

Da bei stromrichter gespeisten Maschinen der Sternpunkt üblicherweise nicht angeschlossen ist, haben die Nullkomponenten der Transformation entweder keine Wirkung oder können nicht auftreten. Dadurch können diese in der Modellbildung vernachlässigt werden [20]:

$$\kappa_0 = 0 \quad (3.9)$$

Die Spannungsgleichung des PHIL-Prüfstands in Raumzeigerdarstellung lautet damit im statorfesten alpha-beta Bezugssystem:

$$\underline{u}_S^{\alpha\beta} = R_K \cdot \underline{i}_S^{\alpha\beta} + L_K \cdot \frac{d\underline{i}_S^{\alpha\beta}}{dt} + R_S \cdot \underline{i}_S^{\alpha\beta} + \frac{d\underline{\psi}_S^{\alpha\beta}}{dt} - R_K \cdot \underline{i}_S^{\alpha\beta} - L_K \cdot \frac{d\underline{i}_S^{\alpha\beta}}{dt} \quad (3.10)$$

Im Anschluss an die Raumzeigerbildung im statorfesten Bezugssystem werden die Raumzeiger in ein am Rotor orientiertes Koordinatensystem transformiert (vgl. Abb. 3.3). Dies wird durch das Drehen des komplexen Raumzeigers um den Rotorwinkel  $\gamma$  erreicht. Die d-Achse wird dabei in Richtung des Perma-

nentmagnetflusses  $\psi_{PM}$  orientiert und als reale Achse definiert. Der Rotorwinkel  $\gamma$  entspricht daher dem Winkel zwischen der  $\alpha$ -Achse bzw. dem ersten Statorstrang und der d-Achse. Mathematisch entspricht diese Transformation der Multiplikation mit  $e^{-j\gamma}$ :

$$\underline{\kappa}^{dq} = \underline{\kappa}^{\alpha\beta} \cdot e^{-j\gamma} \quad (3.11)$$

Angewendet auf die Spannungsgleichung (3.10) folgt schließlich unter Berücksichtigung der Produkt- und Kettenregel für die Ableitungen der Flüsse sowie Ströme:

$$\begin{aligned} \underline{u}_S^{dq} &= R_K \cdot \underline{i}_S^{dq} + L_K \cdot \frac{d\underline{i}_S^{dq}}{dt} + j\omega L_K \cdot \underline{i}_S^{dq} \\ &+ (R_S - R_K) \cdot \underline{i}_S^{dq} + \frac{d\underline{\psi}_S^{dq}}{dt} + j\omega \underline{\psi}_S^{dq} - L_K \cdot \frac{d\underline{i}_S^{dq}}{dt} - j\omega L_K \cdot \underline{i}_S^{dq} \end{aligned} \quad (3.12)$$

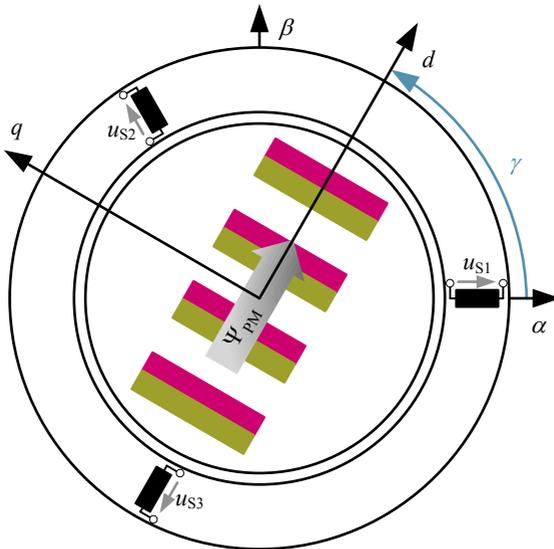


Abbildung 3.3: Stator- und rotororientiertes Koordinatensystem [19].

Diese Gleichung kann schließlich in Real- und Imaginärteil aufgeteilt werden. Daraus folgt mit  $\psi_{d,q} = f(i_d, i_q)$  und  $\dot{\gamma} = \omega$  sowie  $\underline{u}_S^{dq} = u_d + j \cdot u_q$  für die Maschinen bzw. Emulatorspannungen im rotororientierten Koordinatensystem [E4, E5]:

$$\begin{aligned}
 u_d &= \underbrace{R_K \cdot i_d + L_K \cdot \frac{di_d}{dt} - \omega L_K \cdot i_q}_{u_{K,d}} \\
 &+ \underbrace{(R_S - R_K) \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q - L_K \cdot \frac{di_d}{dt} + \omega L_K \cdot i_q}_{u_{G,d}} \quad (3.13)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 u_q &= \underbrace{R_K \cdot i_q + L_K \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega L_K \cdot i_d}_{u_{K,q}} \\
 &+ \underbrace{(R_S - R_K) \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d - L_K \cdot \frac{di_q}{dt} - \omega L_K \cdot i_d}_{u_{G,q}} \quad (3.14)
 \end{aligned}$$

Dabei bezeichnet  $\omega$  die elektrische Winkelgeschwindigkeit. Diese kann mithilfe der Polpaarzahl  $p$  in die mechanische Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  umgerechnet werden:

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (3.15)$$

Soll nun eine lineare PSM emuliert werden, können die Flussverkettungen  $\psi_d$  und  $\psi_q$  in den Gleichungen (3.13) und (3.14) einfach über die folgenden linearen Zusammenhänge berechnet werden:

$$\psi_d = L_d \cdot i_d + \psi_{PM} \quad (3.16)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q \quad (3.17)$$

Sofern die zu emulierende Maschine jedoch ein ausgeprägtes Sättigungsverhalten aufweist, gilt der lineare Zusammenhang zwischen Strom und Flussverkettung aus Gleichung (3.16) und (3.17) nicht. Stattdessen wird mit größer werdendem Strom das Eisen in die Sättigung getrieben, sodass der Zusammenhang zwischen  $\psi_d$  und  $i_d$  sowie  $\psi_q$  und  $i_q$  nichtlinear wird. Darüber hinaus

beeinflussen sich die Flussverkettungen in Längs- (d) und Querrichtung (q) aufgrund ihres gemeinsamen Flusspfads in der Maschine, siehe Abb. 3.4. Dadurch erhält sowohl der Fluss  $\psi_d$  eine Abhängigkeit des Stromes  $i_q$ , wie auch der Fluss  $\psi_q$  eine Abhängigkeit vom Strom  $i_d$ . Dieser Effekt wird in der Literatur [18, 45–47] als Kreuzverkopplung beschrieben. Des Weiteren können in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen weitere Effekte auftreten, wodurch die Flussverkettungen eine Abhängigkeit vom Rotorpositionswinkel  $\gamma$  [41, 42] erhalten:

$$\psi_d = f(i_d, i_q, \gamma) \tag{3.18}$$

$$\psi_q = f(i_d, i_q, \gamma) \tag{3.19}$$

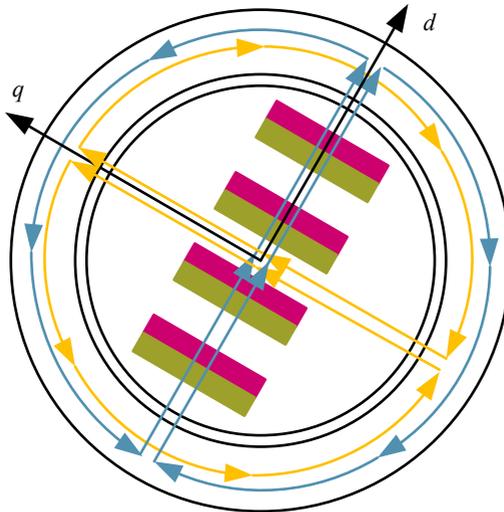


Abbildung 3.4: Gemeinsame Flusspfade des d-Flusses (blau) und des q-Flusses (orange) in der Maschine [19].

Daraus folgt, dass in Gleichung (3.13) sowie (3.14) für die Ableitungen der Flussverkettungen jeweils das totale Differential gebildet werden muss:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \frac{di_q}{dt} + \frac{\partial \psi_d}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt} \quad (3.20)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \frac{di_q}{dt} + \frac{\partial \psi_q}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt} \quad (3.21)$$

Für die weitere Betrachtung der Maschine werden hier in einer zusätzlichen Näherung die Winkelabhängigkeiten der Flussverkettungen vernachlässigt, um deren Kennfelder um eine Dimension zu reduzieren:

$$\frac{\partial \psi_d}{\partial \gamma} = 0 \qquad \frac{\partial \psi_q}{\partial \gamma} = 0 \quad (3.22)$$

Des Weiteren werden für die partiellen Ableitungen der Flüsse nach den Strömen gemäß [18, 48] die folgenden Abkürzungen

$$L_{dd} = \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} \qquad L_{qq} = \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \quad (3.23)$$

$$L_{dq} = \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \qquad L_{qd} = \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \quad (3.24)$$

sowie die Bezeichnung differentielle Induktivitäten verwendet. Daraus folgt für die Ableitungen der Flussverkettungen:

$$\frac{d\psi_d}{dt} \approx L_{dd} \cdot \frac{di_d}{dt} + L_{dq} \cdot \frac{di_q}{dt} \quad (3.25)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} \approx L_{qq} \cdot \frac{di_q}{dt} + L_{qd} \cdot \frac{di_d}{dt} \quad (3.26)$$

Die Einflüsse aller Näherungen auf die Genauigkeit des Maschinenmodells hängen grundsätzlich vom Aufbau und der Auslegung (Geometrie, Materialien, Wicklung) sowie dem Betriebspunkt (Ströme, Temperatur, Drehzahl) der Maschine ab. Für die hier verwendete Maschine wurden diese in [20] exemplarisch abgeschätzt. Der Fehler lag dabei insgesamt im unteren einstelligen Prozentbereich. Wie in Kap. 6 gezeigt wird, erlauben die Näherungen daher eine präzise Emulation der hier nachgebildeten Maschine. Wie bereits erläutert, können alle vernachlässigten Effekte jedoch bei Bedarf berücksichtigt werden. Dazu muss

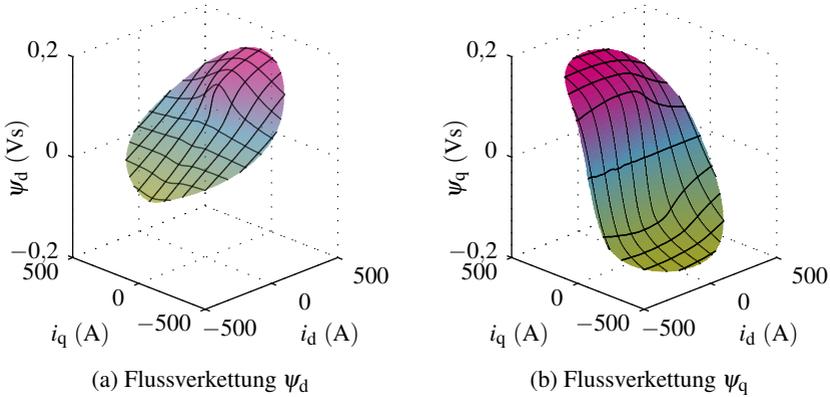


Abbildung 3.5: Flussverkettungskennfelder der nachgebildeten PSM [20]

das Echtzeit-Signalverarbeitungssystem lediglich über eine ausreichende Rechenleistung und Speichergröße verfügen.

Die Flussverkettungen der emulierten Maschine (vgl. Kap 5.3.2) sind in Abb. 3.5 dargestellt. Die daraus berechneten differentiellen Induktivitäten sind in Abb. 3.6 gegenübergestellt. Anhand dieser Verläufe ist ersichtlich, weshalb die Stromabhängigkeit der Flussverkettungen für eine präzise Emulation nicht vernachlässigt werden kann. So ist die Induktivität der q-Achse  $L_{qq}$  der unbestromten Maschine beispielsweise fünfmal so groß wie die Induktivität der d-Achse  $L_{dd}$ . Demgegenüber sinkt jedoch die Induktivität  $L_{qq}$  mit zunehmendem Strom ab und nähert sich der Induktivität  $L_{dd}$  an. Der Emulationsumrichter muss daher die Zeitverläufe der Ströme in den konstanten Kopplungsdrosseln des PHIL-Prüfstands den tatsächlichen Zeitverläufen der Maschinenströme über diesen weiten Induktivitätsbereich anpassen.

Die finalen Statorspannungsgleichungen des PHIL-Prüfstands ergeben sich schließlich durch das Einsetzen der abgeleiteten Flussverkettung (3.25) und (3.26) in (3.13) und (3.14) zu [E4, E5]:

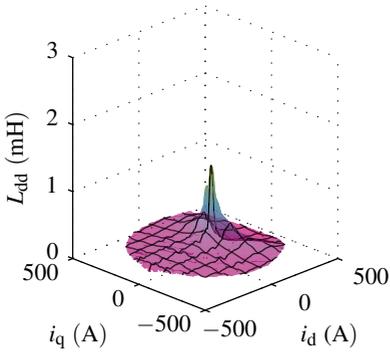
$$\begin{aligned}
 u_d = & \underbrace{R_K \cdot i_d + L_K \cdot \frac{di_d}{dt} - \omega L_K \cdot i_q}_{u_{K,d}} \quad (3.27) \\
 & + \underbrace{(R_S - R_K) \cdot i_d + (L_{dd} - L_K) \cdot \frac{di_d}{dt} + L_{dq} \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega (L_K \cdot i_q - \psi_q)}_{u_{G,d}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 u_q = & \underbrace{R_K \cdot i_q + L_K \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega L_K \cdot i_d}_{u_{K,q}} \quad (3.28) \\
 & + \underbrace{(R_S - R_K) \cdot i_q + (L_{qq} - L_K) \cdot \frac{di_q}{dt} + L_{qd} \cdot \frac{di_d}{dt} + \omega (\psi_d - L_K \cdot i_d)}_{u_{G,q}}
 \end{aligned}$$

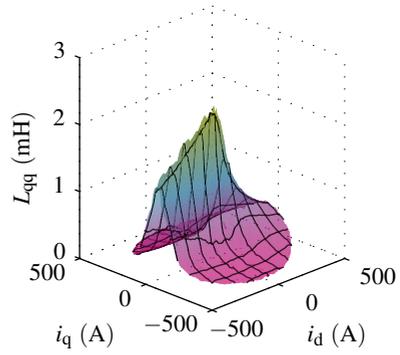
Zur Berechnung des elektrischen Teilsystems der PSM an einem PHIL-Prüfstand müssen die Gleichungen (3.27) und (3.28) noch nach den Ableitungen der Ströme umgestellt werden [E2]:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_d - R_S \cdot i_d + \frac{L_{dq}}{L_{qq}} (-u_q + R_S \cdot i_q + \omega \psi_d) + \omega \psi_q}{L_{dd} - \frac{L_{dq} \cdot L_{qd}}{L_{qq}}} \quad (3.29)$$

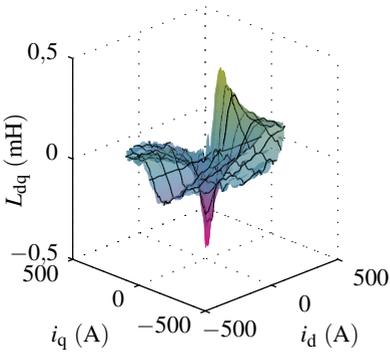
$$\frac{di_q}{dt} = \frac{u_q - R_S \cdot i_q + \frac{L_{qd}}{L_{dd}} (-u_d + R_S \cdot i_d - \omega \psi_q) - \omega \psi_d}{L_{qq} - \frac{L_{dq} \cdot L_{qd}}{L_{dd}}} \quad (3.30)$$



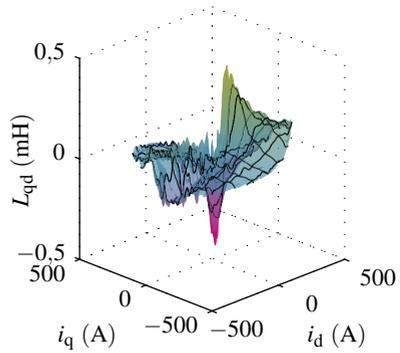
(a) Induktivität  $L_{dd}$



(b) Induktivität  $L_{qq}$



(c) Induktivität  $L_{dq}$



(d) Induktivität  $L_{qd}$

Abbildung 3.6: Differentielle Induktivitäten der nachgebildeten PSM [20]

Als Sollwert für die Gegenspannung des PHIL Prüfstands ergibt sich entsprechend [E4, E5]:

$$\begin{aligned}
 u_{G,d} &= (R_S - R_K) \cdot i_d + \frac{di_d}{dt} (L_{dd} - L_K) \\
 &\quad + \frac{di_q}{dt} \cdot L_{dq} - \psi_q \cdot \omega + i_q \cdot \omega \cdot L_K
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

$$\begin{aligned}
 u_{G,q} &= (R_S - R_K) \cdot i_q + \frac{di_q}{dt} (L_{qq} - L_K) \\
 &\quad + \frac{di_d}{dt} \cdot L_{qd} + \psi_d \cdot \omega - i_d \cdot \omega \cdot L_K
 \end{aligned} \tag{3.32}$$

Um die gesamte Beschreibung der PSM abzuschließen, fehlt somit nur noch die Beschreibung des mechanischen Systems. Die Berechnung des inneren Drehmoments kann dabei über folgenden, allgemein bekannten Zusammenhang erfolgen [17]:

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \tag{3.33}$$

Die mechanische Gleichung zur Berechnung der Rotorgeschwindigkeit  $\Omega$  ergibt sich durch Integration des Beschleunigungsmoments. Dieses entspricht unter Vernachlässigung von Reibung der Differenz des inneren Drehmoments der Maschine  $M_i$  und des Lastmoments  $M_L$ . Daraus folgt mit dem resultierenden Trägheitsmoment  $J$  [17]:

$$\Omega = \frac{1}{J} \int_{t=0}^T (M_i - M_L) dt \tag{3.34}$$

Die mechanische Beschreibung der Maschine kann an dieser Stelle selbstverständlich, je nach Applikation, auch detaillierter ausgeführt werden, um beispielsweise den kompletten Antriebsstrang eines Elektrofahrzeugs zu berücksichtigen. Da die Zeitkonstanten des mechanischen Teilsystems jedoch in der Regel deutlich größer sind als die elektrischen Zeitkonstanten, liegt die Herausforderung bei der Maschinenemulation in der hochdynamischen Nachbildung des elektrischen Teilsystems. Der Fokus dieser Arbeit liegt daher auf der Nachbildung des elektrischen Verhaltens.

### 3.2.1 Parametrierung

Wie bereits erwähnt, ist das hergeleitete Maschinenmodell allgemein für alle dreiphasigen, im Stern geschalteten, permanentmagneterregten Synchronmaschinen gültig und kann damit für jede dieser Maschinen parametrierung werden. Die Parameterbestimmung der PSM ist dabei grundsätzlich in der Literatur bekannt. Die in Abb. 3.5 sowie Abb. 3.6 dargestellten Parameter wurden beispielsweise in [20] durch stationäre Messungen bei einer Drehzahl von  $n = 1000 \text{ min}^{-1}$  bestimmt. Weitere detailliertere Ausführungen zur Parameteridentifikation der PSM finden sich entsprechend in [20]. Neben gemessenen Parametern können aber auch FEM-Simulationsdaten [42] zur Parametrierung eines PHIL-Prüfstands verwendet werden. Dies ist besonders bei der parallelen Entwicklung von Leistungselektronik und Maschine interessant, da in diesem Fall die Leistungselektronik bereits ohne real vorhandene Maschine umfassend getestet werden kann.

### 3.3 Diskretisierung

Im Anschluss an die Herleitung der Maschinengleichungen müssen diese zur Berechnung im Signalverarbeitungssystem des PHIL-Prüfstands diskretisiert werden. Die Diskretisierung kann dabei durch eine Vielzahl von Berechnungsverfahren durchgeführt werden. Aufgrund der späteren Verwendung des Maschinenmodells in einem FPGA (vgl. Kap 5.2) und den damit einhergehenden Beschränkungen bei der Berechnung des Modells wird die Rechteckregel-Vorwärts als einfachstes Verfahren zu Diskretisierung verwendet [49]. Die diskretisierte Gleichung zur Berechnung des Stroms  $i_d$  im Zeitschritt  $k$  ( $k \in \mathbb{N}$ ) lautet damit [E2]:

$$i_{d,k+1} = i_{d,k} + \Delta i_d \tag{3.35}$$

Für  $\Delta i_d$  ergibt sich aus (3.29) die diskretisierte Form:

$$\Delta i_d = \Delta T_{\text{Modell}} \cdot \left( \frac{u_{d,k} - R_S \cdot i_{d,k} + \omega_k \psi_{q,k}}{K_d} + \frac{\frac{L_{dq}}{L_{qq}} (-u_{q,k} + R_S \cdot i_{q,k} + \omega_k \psi_{d,k})}{K_d} \right) \tag{3.36}$$

mit:

$$K_d = L_{dd} - \frac{L_{dq} \cdot L_{qd}}{L_{qq}} \quad (3.37)$$

Die Diskretisierung in der q-Achse führt entsprechend auf:

$$i_{q,k+1} = i_{q,k} + \Delta i_q \quad (3.38)$$

wobei für  $\Delta i_q$  mit (3.30)

$$\begin{aligned} \Delta i_q = & \Delta T_{\text{Modell}} \cdot \left( \frac{u_{q,k} - R_S \cdot i_{q,k} - \omega_k \psi_{d,k}}{K_q} \right. \\ & \left. + \frac{\frac{L_{qd}}{L_{dd}} (-u_{d,k} + R_S \cdot i_{d,k} - \omega_k \psi_{q,k})}{K_q} \right) \end{aligned} \quad (3.39)$$

und

$$K_q = L_{qq} - \frac{L_{dq} \cdot L_{qd}}{L_{dd}} \quad (3.40)$$

gilt. Für die Berechnung der Gegenspannung der d-Achse  $u_{G,d,k+1}$  ergibt sich entsprechend

$$\begin{aligned} u_{G,d,k+1} = & i_{q,k} \cdot \omega_k \cdot L_K + \frac{\Delta i_d}{\Delta T_{\text{Modell}}} (L_{dd} - L_K) \\ & + \frac{\Delta i_q}{\Delta T_{\text{Modell}}} \cdot L_{dq} - \psi_{q,k} \cdot \omega_k - (R_K - R_S) \cdot i_{d,k} \end{aligned} \quad (3.41)$$

sowie für die Gegenspannung der q-Achse  $u_{G,q,k+1}$ :

$$\begin{aligned} u_{G,q,k+1} = & -i_{d,k} \cdot \omega_k \cdot L_K + \frac{\Delta i_q}{\Delta T_{\text{Modell}}} (L_{qq} - L_K) \\ & + \frac{\Delta i_d}{\Delta T_{\text{Modell}}} \cdot L_{qd} + \psi_{d,k} \cdot \omega_k - (R_K - R_S) \cdot i_{q,k} \end{aligned} \quad (3.42)$$

Das innere Moment kann über

$$M_{i,k+1} = \frac{3}{2} \cdot p (\psi_{d,k} \cdot i_{q,k} - \psi_{q,k} \cdot i_{d,k}) \quad (3.43)$$

berechnet werden. Für die elektrische Winkelgeschwindigkeit ergibt sich schließlich:

$$\omega_{k+1} = \omega_k + \Delta T_{\text{Modell}} \cdot \frac{p}{j} (M_{i,k} - M_{L,k}) \quad (3.44)$$

Um die Berechnung des Maschinenmodells zu vervollständigen, müssen die berechneten Werte der Gegenspannung  $\underline{u}_G^{dq}$  noch mithilfe des Rotorwinkels  $\gamma$  gemäß der Umkehrung von (3.11) in das statorfeste Koordinatensystem zurücktransformiert werden:

$$\underline{u}_G^{\alpha\beta} = \underline{u}_G^{dq} \cdot e^{j\gamma} \quad (3.45)$$

### 3.3.1 Stabilitätsuntersuchung

Bevor das Maschinenmodell innerhalb eines PHIL-Prüfstands verwendet werden kann, muss die Stabilität des Modells gewährleistet sein. Da das zeitkontinuierliche System sehr realitätsnah die elektrischen Zusammenhänge innerhalb der Maschine beschreibt, kann davon ausgegangen werden, dass dieses System prinzipbedingt bereits stabil ist. Aufgrund der Vollständigkeit wird dies jedoch im Folgenden auch mit den Mitteln der Signaltheorie bewiesen. Zur Untersuchung der Stabilität werden die Systemgleichungen der PSM im rotororientierten Bezugssystem (3.27) und (3.28) in den Bildbereich transformiert. Die Spannungsabfälle am Kopplungsnetzwerk  $u_{K,dq}$  können in diesem Zusammenhang gekürzt werden. Daraus folgt durch Linearisierung im Arbeitspunkt:

$$U_d = R_S \cdot I_d + s \cdot L_{dd} \cdot I_d + s \cdot L_{dq} \cdot I_q - \omega \psi_q \quad (3.46)$$

$$U_q = R_S \cdot I_q + s \cdot L_{qq} \cdot I_q + s \cdot L_{qd} \cdot I_d + \omega \psi_d \quad (3.47)$$

Anschließend können die Gleichungen (3.46) und (3.47) nach den Strömen aufgelöst werden, wodurch sich die allgemeine Übertragungsfunktion der PSM im Bildbereich ergibt:

$$I_d = \frac{(R_S + s \cdot L_{qq}) U_d + \omega (R_S + s \cdot L_{qq}) \psi_q + s \cdot \omega \cdot L_{dq} \cdot \psi_d - s \cdot L_{dq} \cdot U_q}{s^2 (L_{qq} L_{dd} - L_{dq} L_{qd}) + s (R_S L_{dd} + R_S L_{qq}) + R_S^2} \quad (3.48)$$

$$I_q = \frac{(R_S + s \cdot L_{dd}) U_q + \omega (R_S + s \cdot L_{dd}) \psi_d - s \cdot \omega \cdot L_{qd} \cdot \psi_q - s \cdot L_{qd} \cdot U_d}{s^2 (L_{qq} L_{dd} - L_{dq} L_{qd}) + s (R_S L_{dd} + R_S L_{qq}) + R_S^2} \quad (3.49)$$

Die Polstellen der Übertragungsfunktion lauten dabei:

$$s_{0,1} = - \frac{R_S \left( L_{dd} + L_{qq} + \sqrt{(L_{dd} - L_{qq})^2 + 4L_{dq} \cdot L_{qd}} \right)}{2(L_{qq}L_{dd} - L_{dq}L_{qd})} \quad (3.50)$$

$$s_{0,2} = - \frac{R_S \left( L_{dd} + L_{qq} - \sqrt{(L_{dd} - L_{qq})^2 + 4L_{dq} \cdot L_{qd}} \right)}{2(L_{qq}L_{dd} - L_{dq}L_{qd})} \quad (3.51)$$

Die Übertragungsfunktion eines Systems ist im Bildbereich stabil, wenn für die Polstellen des Systems gilt:  $s_0 < 0$  [49]. Gemäß [20] ist der Nenner der Polstellenpolynome immer größer Null, da die partiellen Ableitungen der Selbstinduktion (3.23) immer größer als Null sind und die partiellen Ableitungen der Kreuzverkopplung (3.24) in realen Systemen mit Streuung immer kleiner sind als die partiellen Ableitungen der Selbstinduktion. Das Zählerpolynom der Polstelle aus (3.50) ist zudem positiv, da neben den partiellen Ableitungen der Selbstinduktion der ohmsche Widerstand  $R_S$  ebenfalls immer positiv ist. Darüber hinaus ist das Zählerpolynom von (3.51) positiv, wenn die folgende Ungleichung erfüllt ist:

$$L_{dd} + L_{qq} > \sqrt{(L_{dd} - L_{qq})^2 + 4L_{dq} \cdot L_{qd}} \quad (3.52)$$

Das Auflösen dieser Ungleichung liefert:

$$L_{qq} \cdot L_{dd} - L_{dq} \cdot L_{qd} > 0 \quad (3.53)$$

Dies ist analog zur Erklärung der Nennerpolynome immer erfüllt, sodass das Zählerpolynom aus (3.51) ebenfalls immer größer Null ist. Aufgrund dieser Zusammenhänge sowie der bisher vernachlässigten Vorzeichen sind die Polstellen damit resultierend immer kleiner Null und das Stabilitätskriterium ist erfüllt. Das zeitkontinuierliche Maschinenmodell ist daher jederzeit stabil.

Demgegenüber kann die Stabilität für das zeitdiskrete Modell nicht pauschal unterstellt werden. Die Diskretisierung mithilfe der Rechteckregel hat den Vorteil, dass sie sehr einfach ist. Durch die Transformation mit der Rechteckregel können jedoch Systeme, die im Bildbereich stabil sind, im zeitdiskreten  $z$ -Bereich instabil werden [49]. Aus diesem Grund muss für das parametrisierte, zeitdiskrete Maschinenmodell erneut eine Stabilitätsuntersuchung durchgeführt werden, um

die maximal zulässige Berechnungsschrittweite  $T_{Az}$  des Modells zu bestimmen. Die Transformation mit der Rechteckregel vorwärts [49] liefert mit

$$s = \frac{z-1}{T_{Az}} \quad (3.54)$$

für die Übertragungsfunktion im  $z$ -Bereich:

$$I_d = \frac{(R_S \cdot T_{Az} + (z-1) \cdot L_{qq}) T_{Az} U_d + (R_S \cdot T_{Az} + (z-1) \cdot L_{qq}) \omega T_{Az} \Psi_q \dots}{(z-1)^2 (L_{qq} L_{dd} - L_{dq} L_{qd})} \dots$$

$$\frac{+ T_{Az} \cdot (z-1) \cdot \omega \cdot L_{dq} \cdot \Psi_d - T_{Az} \cdot (z-1) \cdot L_{dq} \cdot U_q}{+ (z-1) \cdot T_{Az} R_S (L_{dd} + L_{qq}) + (R_S \cdot T_{Az})^2} \quad (3.55)$$

$$I_q = \frac{(R_S \cdot T_{Az} + (z-1) \cdot L_{dd}) T_{Az} U_q - (R_S \cdot T_{Az} + (z-1) \cdot L_{dd}) \omega T_{Az} \Psi_d \dots}{(z-1)^2 (L_{qq} L_{dd} - L_{dq} L_{qd})} \dots$$

$$\frac{- T_{Az} \cdot (z-1) \cdot \omega \cdot L_{qd} \cdot \Psi_q - T_{Az} \cdot (z-1) \cdot L_{qd} \cdot U_d}{+ (z-1) \cdot T_{Az} (R_S L_{dd} + R_S L_{qq}) + (R_S \cdot T_{Az})^2} \quad (3.56)$$

Zum Nachweis der Stabilität des zeitdiskreten Systems müssen erneut dessen Polstellen berechnet werden. Diese lauten:

$$z_1 = - \frac{(L_{dq} L_{qd} - L_{dd} L_{qq})}{(L_{qq} L_{dd} - L_{dq} L_{qd})} \quad (3.57)$$

$$+ \frac{R_S \cdot T_{Az} \left( L_{dd} + L_{qq} + \sqrt{(L_{dd} - L_{qq})^2 + 4 L_{dq} \cdot L_{qd}} \right)}{2 (L_{qq} L_{dd} - L_{dq} L_{qd})}$$

$$z_2 = - \frac{(L_{dq} L_{qd} - L_{dd} L_{qq})}{(L_{qq} L_{dd} - L_{dq} L_{qd})} \quad (3.58)$$

$$+ \frac{R_S \cdot T_{Az} \left( L_{dd} + L_{qq} - \sqrt{(L_{dd} - L_{qq})^2 + 4 L_{dq} \cdot L_{qd}} \right)}{2 (L_{qq} L_{dd} - L_{dq} L_{qd})}$$

Um die Stabilität im  $z$ -Bereich zu gewährleisten, müssen die Polstellen der zeitdiskreten Übertragungsfunktion innerhalb des Einheitskreises liegen [49]:

$$|z_1| < 1 \quad (3.59)$$

$$|z_2| < 1 \quad (3.60)$$

Daraus folgt schließlich für die maximal zulässigen Abtastzeiten der Modellberechnung:

$$T_{Az1,max} < \frac{4(L_{qq}L_{dd} - L_{dq}L_{qd})}{R_S \left( L_{dd} + L_{qq} + \sqrt{(L_{dd} - L_{qq})^2 + 4L_{dq} \cdot L_{qd}} \right)} \quad (3.61)$$

$$T_{Az2,max} < \frac{4(L_{qq}L_{dd} - L_{dq}L_{qd})}{R_S \left( L_{dd} + L_{qq} - \sqrt{(L_{dd} - L_{qq})^2 + 4L_{dq} \cdot L_{qd}} \right)} \quad (3.62)$$

Um den stabilen Betrieb des Maschinenmodells jederzeit zu gewährleisten, muss für den geladenen Parametersatz immer überprüft werden, ob die Abtastzeiten des Maschinenmodells hinreichend klein sind. Wertet man diese beiden Gleichungen beispielsweise anhand des hier zugrunde liegenden Parametersatzes (vgl. Abb. 3.5 sowie Abb. 3.6) aus, ergibt sich eine maximal zulässige Abtastzeit des Maschinenmodells von:

$$T_{Az,max} = 785 \mu\text{s} \quad (3.63)$$

Daraus folgt für die minimal zulässige Berechnungsfrequenz des Maschinenmodells:

$$f_{\text{Modell,min}} = \frac{1}{T_{Az,max}} = 1,27 \text{ kHz} \quad (3.64)$$

Die Modulationsfrequenz des verwendeten DUT-Umrichters beträgt demgegenüber jedoch bereits 8 kHz (vgl. Kap. 5.3.1). Daraus folgt, dass das Maschinenmodell bei diesem Parametersatz immer stabil ist, da die Berechnungsfrequenz  $f_{\text{Modell}}$  ein Vielfaches höher sein muss als die Modulationsfrequenz des DUT-Umrichters; Andernfalls würden die taktfrequenten Einflüsse des DUT-Umrichters auf die Maschine nicht erfasst und damit auch nicht nachgebildet werden. Die Berechnungsfrequenz  $f_{\text{Modell}}$  wird dementsprechend ausschließlich durch die geforderte Genauigkeit des Maschinenmodells bestimmt.

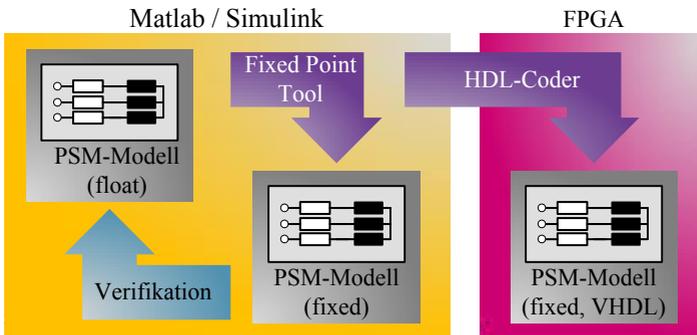


Abbildung 3.7: Ablauf des Implementierungsprozesses des PSM-Maschinenmodells.

### 3.3.2 Implementierung

Nachdem die Stabilität des diskreten Maschinenmodells nachgewiesen ist, kann es innerhalb des PHIL-Prüfstands verwendet werden. Hierfür wird das Modell auf einem FPGA implementiert und mit einer Frequenz von  $f_{\text{Modell}} = 1,5 \text{ MHz}$  berechnet. Um das Maschinenmodell effizient auf einem FPGA berechnen zu können, muss es zunächst in eine Festkomma-Darstellung überführt und anschließend in Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language (VHDL)-Code übersetzt werden [E2]. Da eine händische Festkomma-Umwandlung sowie Implementierung sehr aufwendig und unflexibel ist, wird die Implementierung mithilfe des Matlab Fixed-Point Tools sowie des Matlab HDL-Coders durchgeführt. Dies hat den Vorteil, dass der Wertebereich und die Genauigkeit der Festkomma-Darstellung sehr leicht an die Parameter der nachgebildeten Maschine angepasst werden können. Abb. 3.7 zeigt den prinzipiellen Ablauf der Implementierung des PSM-Modells. Die Auflösung des Maschinenmodells nach der Festkomma-Umwandlung wird mithilfe des Fixed-Point Tools auf 28 bis 35 Bit festgelegt. Anschließend kann die Genauigkeit des Maschinenmodells in Matlab/Simulink verifiziert und das Modell auf Überläufe der festgelegten Wertebereiche überprüft werden. Sobald das Maschinenmodell eine ausreichende Genauigkeit aufweist, kann es mithilfe des HDL-Coders direkt und ohne händische Anpassungen in VHDL-Code übersetzt werden. Der VHDL-Code muss abschließend lediglich in die FPGA-Software eingebunden und mithilfe des Compilers übersetzt werden. Die Lookup-Tabellen (LUTs) der Flussverkettungen sowie der differentiellen Induktivitäten des Maschinenmodells werden ebenfalls in Matlab aufbereitet und in zwei Static Random Access

Memory (SRAM)-Modulen, welche direkt mit dem FPGA verbunden sind, abgelegt (vgl. Kap. 5.2). Die LUTs werden dabei mit einer Auflösung von 16 bit und einem Stützstellenabstand von 2 A gespeichert.

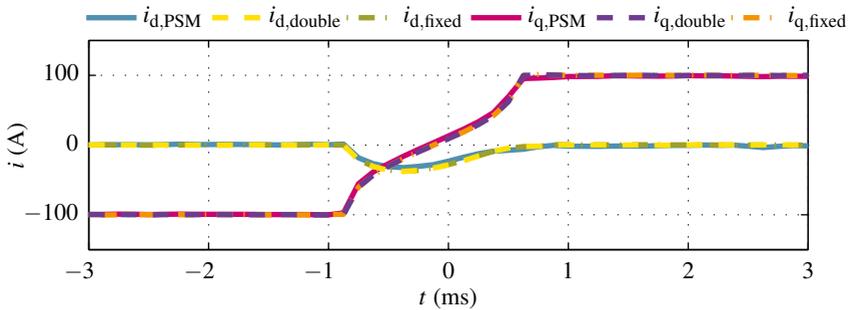
## 3.4 Modellvalidierung

Das dem Prüfstand zugrunde liegende Maschinenmodell wurde in [20] bereits ohne die Berechnung der Gegenspannung grundlegend validiert. Darüber hinaus wurde in dieser Arbeit eine Fehlerabschätzung getroffen, um beispielsweise thermische Einflüsse des ohmschen Widerstands sowie der Flussverkettungen zu bewerten. Im Ergebnis konnte gezeigt werden, dass das Maschinenmodell grundsätzlich valide ist und das Verhalten der permanentmagneterregten Synchronmaschine sehr präzise beschreibt. Die Validierung des Modells wurde anhand von Stromsprüngen und dynamischen Kurzschlussmessungen beispielhaft nachgewiesen. Allerdings wurde in [20] das Maschinenmodell nur für die dort verwendete Implementierung in Matlab/Simulink validiert.

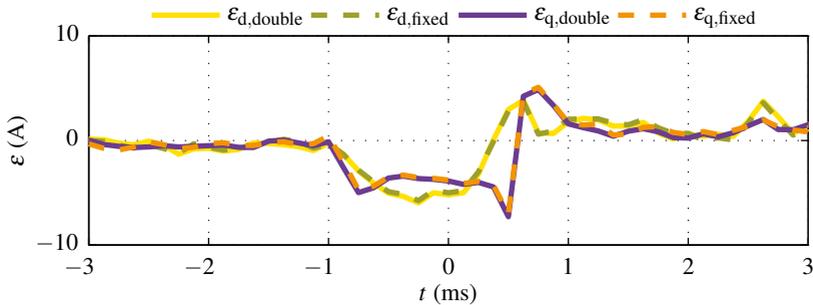
### Software-in-the-Loop

Da das Maschinenmodell im Rahmen der vorliegenden Arbeit in Festkommandarstellung auf einem FPGA implementiert ist, müssen die Einflüsse der Fixed-Point Konvertierung als auch der benötigten Messwerterfassung zusätzlich untersucht werden.

Aus diesem Grund wird das Modell im Folgenden unter Berücksichtigung dieser Einflüsse innerhalb einer SIL-Simulation in Matlab/Simulink validiert. Zur Validierung wird ein Sollwertsprung des q-Stroms von  $i_q^* = -100\text{ A}$  auf  $i_q^* = 100\text{ A}$  bei einer Drehzahl von  $n = 1000\text{ min}^{-1}$  durchgeführt. Der Sprung erfolgt bei einem elektrischen Rotorwinkel von  $\gamma = \pi$ . Darüber hinaus wird der Sprung zunächst am realen Motorprüfstand (vgl. Kap. 5.3.1) durchgeführt und anschließend mit den in Matlab/Simulink simulierten Ergebnissen verglichen. Zur Regelung der Maschine kommt am Prüfstand sowie in der Simulation ein hochperformanter modellprädiktiver, trajektorienbasierter Stromregler zum Einsatz [20]. Des Weiteren wird der Integral-(I)-Anteil des Maschinenreglers während der Validierung deaktiviert. Dies hat den Vorteil, dass etwaige Modellfehler nicht durch den I-Anteil identifiziert, gespeichert und kompensiert werden, sondern der Regler ein reines Proportionalverhalten aufweist und die Ausgangsspannungen lediglich in Abhängigkeit des aktuellen Soll- und Istwerts berechnet. Dadurch ist sichergestellt, dass der Regler deterministisch für eine



(a) Vergleich der Zeitverläufe eines q-Stromsprungs



(b) Berechnete Differenzen der Zeitverläufe

Abbildung 3.8: Vergleich der Zeitverläufe der im Maschinenmodell berechneten und am Motorprüfstand gemessenen Maschinenströme während eines q-Stromsprungs.

bestimmte Soll- Istwert-Differenz immer die gleichen Ausgangsspannungen an die Maschine anlegt.

Abb. 3.8 (a) zeigt den unter diesen Randbedingungen gemessenen Verlauf des Stroms am Prüfstand sowie die Ergebnisse aus der Simulation. Die Simulationsergebnisse werden sowohl für die Fließkommadarstellung im double-Zahlenformat als auch für die Festkommadarstellung des Modells gezeigt. Darüber hinaus wird im Festkommamodell die Auflösung des später verwendeten AD-Wandlers von 12 bit [D1] sowie die Auflösung der Lookup-Tabellen von 16 bit berücksichtigt. Im Gleitkommamodell werden die Lookup-Tabellen zudem interpoliert, um Zwischenwerte zu erhalten. Im Hinblick auf die spä-

tere Implementierung im FPGA wird darauf jedoch im Festkomma-Modell verzichtet und jeweils auf den „Nearest-Neighbor“ auf- bzw. abgerundet. Die Lookup Tabellen der Flussverkettungskennfelder und die differentiellen Induktivitäten werden, wie bereits erwähnt, in einem Stützstellenabstand von 2 A abgespeichert. Wie dem Diagramm zu entnehmen ist, sind die Stromverläufe der Simulationen auf den ersten Blick identisch zur Messung an der realen Maschine.

Aus diesem Grund werden in Abb. 3.8 (b) die Differenzen  $\epsilon_{dq}$  der abgetasteten Messwerte zusätzlich ausgewertet, um die Genauigkeit des Modells detailliert zu bewerten:

$$\epsilon_{dq, \text{fixed}, \text{double}} = i_{dq, \text{fixed}, \text{double}} - i_{dq, \text{PSM}} \quad (3.65)$$

Anhand dieser Differenzen ist zu erkennen, dass die stationären Abweichungen der Maschinenmodelle auch ohne I-Anteil nahezu Null sind. Selbst während eines hochdynamischen, transienten Vorgangs beträgt die Differenz deutlich weniger als 10 A. Dabei ist zu berücksichtigen, dass die Ursachen für diese Abweichungen neben der Parametrierung des Maschinenmodells und der Vernachlässigung von Oberwellen, Eisenverlusten oder kapazitiver Verschiebestrome besonders die Nichtlinearitäten des ansteuernden DUT-Umrichters sind. Das Simulink-Modell unterstellt hier ein ideales Schaltverhalten des Umrichters. In der Realität wird die tatsächlich gestellte Ausgangsspannung jedoch durch Verriegelungs-, Signallauf- und Schaltzeiten oder Zero-Current Clamping beeinflusst [20]. Zusätzlich ist anhand der Verläufe  $\epsilon_{dq}$  zu erkennen, dass die Abweichungen zwischen dem Fließ- und dem Festkommamodell identisch sind ( $\epsilon_{dq, \text{double}} = \epsilon_{dq, \text{fixed}}$ ). Dies zeigt, dass die Berechnung des Maschinenmodells in Verbindung mit den verwendeten Lookup-Tabellen in Festkommadarstellung ohne relevanten Genauigkeitsverlust möglich ist.

### Hardware-in-the-Loop

Im Anschluss an die SIL-Validierung wird das Maschinenmodell auf dem FPGA des Echtzeit-Signalverarbeitungssystems (vgl. Kap. 5.2) implementiert, um eventuelle Einflüsse der Signalverarbeitung auf die Genauigkeit des Maschinenmodells zu identifizieren. Der schematische Versuchsaufbau des Echtzeit-Signalverarbeitungssystems ist in Abb. 3.9 dargestellt. An diesem Aufbau werden zwei weitere Messungen durchgeführt. Im Rahmen der ersten Messung wird lediglich das auf dem FPGA implementierte Maschinenmodell inklusive der Lookup-Tabellen validiert.

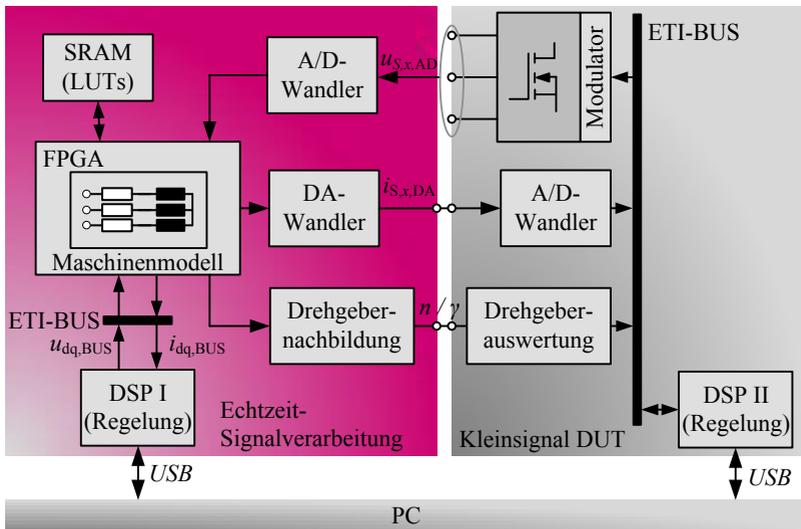
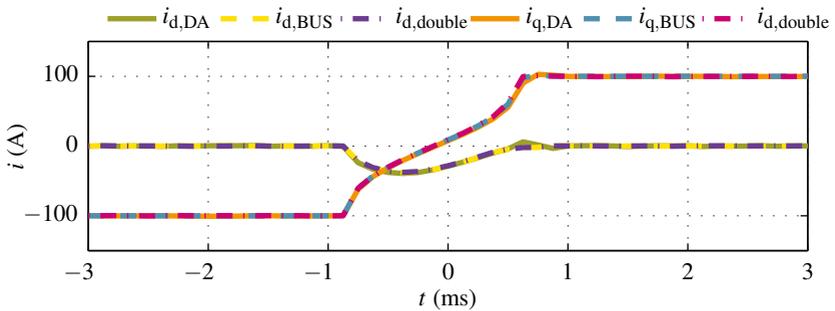


Abbildung 3.9: Versuchsaufbau zur Validierung des Maschinenmodells in Verbindung mit dem Echtzeit-Signalverarbeitungssystem.

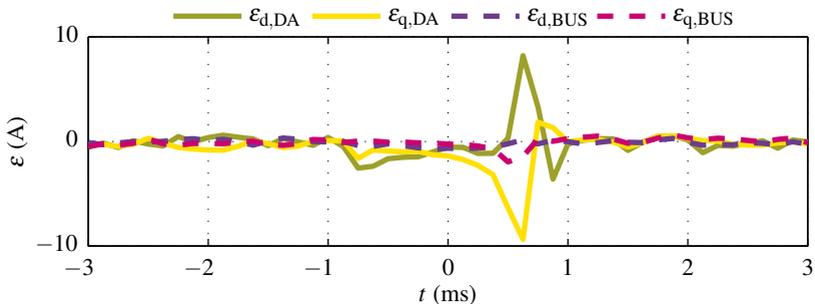
Die Regelung der Maschine wird dabei zunächst auf dem DSP I ausgeführt. Dieser DSP ist über den 16 bit breiten ETI-BUS direkt mit dem FPGA verbunden (vgl. Kap. 5.2). Über den ETI-BUS können die Sollspannungen des Reglers sowie die vom Maschinenmodell berechneten Ströme direkt an den FPGA übertragen bzw. ausgelesen werden. An diesem Aufbau wird wiederum der im vorigen Abschnitt beschriebene q-Stromsprung durchgeführt. Die über den ETI-BUS ausgelesenen Stromverläufe  $i_{dq,BUS}$  während des Sprungs sind in Abb. 3.10 (a) dargestellt. Zur Bewertung der Genauigkeit werden auch hier die Differenzen  $\epsilon_{dq,BUS}$  berechnet:

$$\epsilon_{dq,BUS} = i_{dq,BUS} - i_{dq,double} \quad (3.66)$$

Als Referenz wird hier jedoch nicht die Messung an der realen Maschine verwendet, sondern die in Gleitkommadarstellung simulierten Werte aus Matlab/Simulink. Dadurch kann die Genauigkeit der FPGA Implementierung präzise überprüft werden.



(a) Vergleich der Zeitverläufe eines q-Stromsprungs



(b) Berechnete Differenzen der Zeitverläufe

Abbildung 3.10: Vergleich der Zeitverläufe eines q-Stromsprungs im Maschinenmodell des Echtzeit-Signalverarbeitungssystems und dem Matlab/Simulink Modell in Gleitkommadarstellung.

Anhand der Abweichungen  $\varepsilon_{dq,BUS}$  aus Abb. 3.10(b) ist zu erkennen, dass das im FPGA berechnete Maschinenmodell praktisch identische Ergebnisse im Vergleich zum Simulink-Modell liefert. Im Ergebnis ist somit sichergestellt, dass die automatische Codegenerierung das Maschinenmodell korrekt in VHDL-Code übersetzt und der FPGA in der Lage ist, das Maschinenmodell mit der geforderten Abtastrate von  $f_{\text{Modell}} = 1,5 \text{ MHz}$  in Echtzeit zu berechnen. Um die Validierung des Maschinenmodells in Verbindung mit dem Echtzeit-Signalverarbeitungssystem abzuschließen, wird noch eine weitere Messung durchgeführt. Dabei werden die Schnittstellen des Echtzeitsimulationssystems zur Messung der Strangspannungen sowie die Drehgebernachbildung, welche am späteren PHIL-Prüfstand benötigt werden, ebenfalls berücksichtigt.

Aus diesem Grund wird ein Kleinsignal DUT (vgl. Abb. 3.9) aufgebaut, in dem die vollständige Umrichtersteuerung vorhanden ist. Die Maschinenregelung wird in diesem Fall auf dem DSP II ausgeführt. Lediglich der Leistungsteil wird durch eine Kleinsignal-Drehstrombrücke aus Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistoren (MOSFETs) ersetzt sowie die Messwerterfassung der Strangspannungen um den Faktor 0.01 skaliert. Die Zwischenkreisspannung des DUT beträgt entsprechend  $U_{ZK,DUT} = 3\text{ V}$ . Aufgrund des fehlenden Leistungsflusses werden die berechneten Maschinenströme zudem über einen Digital / Analog (D/A)-Wandler direkt dem Analog / Digital (A/D)-Wandler des DUT zugeführt. Bis auf den eigentlichen Stromwandler ist damit die komplette Messwerterfassung und Signalverarbeitung des DUT sowie des PHIL-Prüfstands berücksichtigt. Abb. 3.10(a) zeigt den Verlauf der vom D/A-Wandler ausgegebenen und vom DUT abgetasteten Ströme  $i_{dq,DA}$ .

Wie dem Diagramm entnommen werden kann, wird auch in diesem Fall die Maschine stationär sehr präzise nachgebildet. Selbst während des hochdynamischen Stromsprungs bleiben die Abweichungen der Ströme  $\epsilon_{dq,DA} < 10\text{ A}$  (vgl. Abb. 3.10(b)). Diese Abweichungen können auf die zusätzliche Totzeit des A/D-Wandlers von  $2,16\text{ }\mu\text{s}$  (vgl. Kap. 5.2) sowie auf das ebenfalls nicht ideale Schaltverhalten der MOSFET-Drehstrombrücke zurückgeführt werden. Nichtsdestotrotz sind die maximalen Abweichungen des Maschinenmodells aufgrund der Signalverarbeitung sehr gering, sodass das Maschinenmodell sowie das Echtzeit-Signalverarbeitungssystem grundsätzlich innerhalb eines PHIL-Prüfstands verwendet werden können. Somit sind die signalverarbeitungstechnischen Voraussetzungen für eine Power Hardware-in-the-Loop Emulation einer hoch ausgenutzten permanentmagneterregten Synchronmaschine erfüllt. Entsprechend wird der Fokus der Arbeit im Folgenden auf die Erzeugung der Gegenspannung mithilfe eines eigens dafür konzipierten Stromrichters gelegt.

# 4

## Emulationsumrichter

Der Emulationsumrichter (EMC) ist die zentrale Komponente eines Power Hardware-in-the-Loop Prüfstands. Mithilfe des EMC wird die berechnete Gegenspannung an das Kopplungsnetzwerk angelegt und der Leistungsfluss der Maschine nachgebildet. Ausgehend von dem in Kap. 2 hergeleiteten Emulationskonzept werden dabei die folgenden Anforderungen an den Emulationsumrichter gestellt:

- Variable Ausgangsspannung
- Variable Ausgangsfrequenz
- Geringer Innenwiderstand
- Skalierbarkeit des Ausgangsstroms
- Geringer Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannung
- Hohe Dynamik
- Präzise Ausgangsspannungserzeugung
- Bidirektionaler Leistungsfluss (vier Quadrantenbetrieb)
- Hohe Effizienz

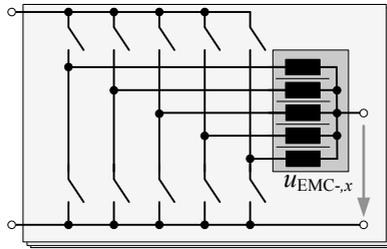


Abbildung 4.1: Vereinfachte Darstellung eines SSMU Umrichters [13].

Im folgenden Kapitel wird zunächst der Stand der Technik beleuchtet. In diesem Zusammenhang werden die leistungselektronischen Stellglieder bestehender PHIL-Systeme betrachtet und hinsichtlich der gestellten Anforderungen bewertet. Im Anschluss daran wird ein neuartiger Modularer-Multiphasen-Multilevel Umrichter (MMPMC) vorgestellt. Das für diesen Umrichter neu entwickelte Modulationsverfahren ist dabei speziell auf die Anforderungen in einem PHIL-Prüfstand zugeschnitten. Abgeschlossen wird das Kapitel durch Simulations- sowie Messergebnisse. Anhand dieser Ergebnisse wird die Funktionsweise des MMPMC nachgewiesen und gezeigt, dass der Umrichter die gestellten Anforderungen erfüllt.

## 4.1 Stand der Technik

In der Literatur wurden bereits verschiedene Umrichtertopologien zur Maschinenemulation verwendet. Im einfachsten Fall kam dabei eine selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung (DBS) zum Einsatz [9, 24, 28, 35, 36, 50]. Wie in Kap. 2 bereits beschrieben, hat die Verwendung einer Drehstrombrückenschaltung als Emulationsumrichter den Nachteil, dass deren Taktfrequenz in der Regel in der Größenordnung der Taktfrequenz des DUTs liegt. Dadurch wird die Emulation einer Maschine eingeschränkt, da der EMC gegenüber dem DUT entweder synchronisiert betrieben [24, 50] oder durch ein LCL-Filternetzwerk entkoppelt werden muss [35, 36].

Aus diesem Grund wurden in der Literatur ebenfalls schon aufwendigere Umrichtertopologien zur Maschinenemulation vorgeschlagen. In [13] wurde beispielsweise ein sequentiell schaltender Multiphasen-Umrichter (SSMU) entwickelt. Bei diesem Umrichter werden  $n$  parallele Halbbrücken ( $n \in \mathbb{N}$ ) über

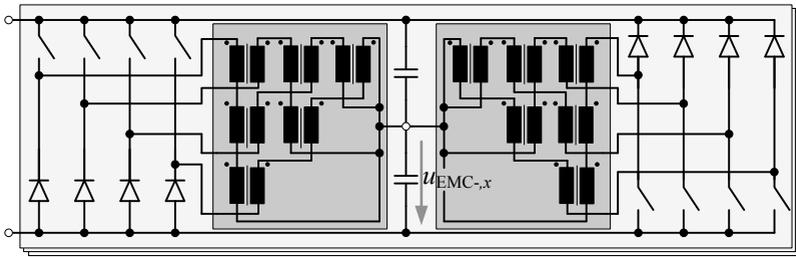


Abbildung 4.2: Vereinfachte Darstellung eines LINUM-Umrichters [29].

eine Drossel mit  $n$  Wicklungen parallel geschaltet (vgl. Abb. 4.1). Durch sequentielles Takten der Halbbrücken kann die Taktfrequenz am Ausgang des Umrichters erhöht werden. Die gekoppelte Drossel kontrolliert zudem die Freilaufpfade, indem der Strom immer auf die Freilaufdiode der geschalteten Halbbrücke kommutiert wird. Ein Nachteil dieser Topologie ist, dass die benötigte Drossel sehr aufwendig ist und jede Halbbrücke auf den Spitzenwert des Ausgangsstroms ausgelegt werden muss. Des Weiteren wird die Ausgangsimpedanz dieser Topologie durch die Induktivität der Kopplungsdrossel bestimmt. Demgegenüber wurde in [28, 29] ein Linear Umrichter (LINUM) vorgeschlagen und in [12, 14] als EMC verwendet. Dieser Umrichter verwendet eine Kombination paralleler Hoch- und Tiefsetzstellerzweige und ist vereinfacht in Abb. 4.2 dargestellt. Durch die Kopplung dieser Zweige über flusskompensierte Drosseln entsteht ein induktiver Spannungsteiler und somit weitere Ausgangsstufen. Die Ausgangsspannung des Drosselnetzwerks wird anschließend durch einen Kondensator geglättet. Die Auslegung des Kondensators bestimmt dabei die Dynamik der Ausgangsspannung, da die Kondensatorspannung nur stetig verstellt werden kann (vgl. Kap. 2). Der Vorteil dieser Topologie ist, dass sich der Ausgangsstrom gleichmäßig auf die Einzelzweige aufteilt und diese nur für einen Teil des Ausgangsstroms ausgelegt werden müssen. Nachteilig ist der überproportional ansteigende Drosselaufwand  $n_L = n \cdot (n - 1) / 2$  wenn die Anzahl paralleler Zweige  $n$  erhöht wird. Des Weiteren müssen die Zweigströme durch eine überlagerte Regelung aktiv geregelt werden, um eine symmetrische Aufteilung der Ströme zu erreichen.

In [30] wird als EMC ein versetzt getakteter Multiphasen-Umrichter (VGMU) verwendet [32]. Bei dieser Topologie werden Halbbrücken über einfache Drosseln parallel geschaltet und durch den Modulator phasenversetzt angesteuert (vgl. Abb. 4.3 (a)). Der resultierende Innenwiderstand des VGMU wird

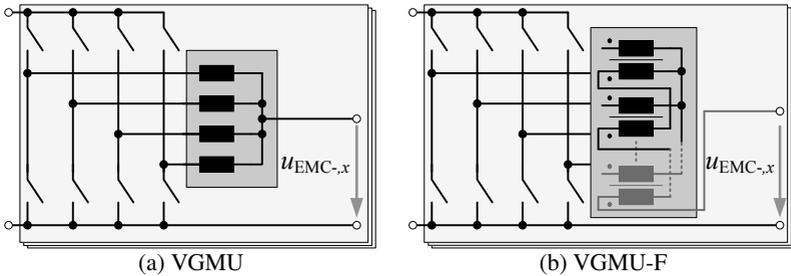


Abbildung 4.3: Vereinfachte Darstellung eines versetzt getakteten Multiphasen-Umrichters mit Einzeldrosseln (VG MU) [32] sowie flusskompensierten Drosseln (VG MU-F) zur Parallelschaltung der Brückenarme [51].

durch die Induktivität der Drosseln bestimmt, weshalb diese Topologie kein Spannungsquellenverhalten aufweist. In [33] wurden die Einzeldrosseln des VG MU durch ein Netzwerk aus flusskompensierten Drosseln ersetzt [51] (vgl. Abb. 4.3 (b)). Die flusskompensierten Drosseln sind dabei so verschaltet, dass die Sekundärwicklungen der Drosseln in Reihe geschaltet sind und vom gesamten Laststrom durchflossen werden. Die Flusskompensation wird erreicht indem die Windungszahlen der Sekundärwicklungen in Abhängigkeit der Anzahl paralleler Zweige  $n$  reduziert werden. Der für den Laststrom wirksame Innenwiderstand des Drosselnetzwerks wird dementsprechend im Wesentlichen durch die Streuinduktivitäten der flusskompensierten Drosseln bestimmt. Eine überlagerte Regelung sorgt zudem in Verbindung mit einer optimierten Raumzeigermodulation für die gleichmäßige Aufteilung des Laststroms auf die einzelnen Halbbrücken [52] sowie für eine Minimierung des Ausgangsstromrippels [53]. Die feste Modulationsperiode der einzelnen Zweige bestimmt dabei die Totzeit der Zweig- und Ausgangsstromregelung.

Aufgrund ihrer Eigenschaften wurden auch schon Emulationsumrichter-Topologien auf der Basis des Modularen-Multilevel Umrichters (MMC) vorgeschlagen [E7, 54]. Diese Umrichtertopologien haben den Vorteil, dass die Ausgangsspannung zum einen sehr dynamisch und zum anderen sehr präzise und Oberschwingungsarm als Kurzzeitmittelwert eingestellt werden kann. Allerdings haben diese Umrichter für den Fall gleicher Frequenzen am Ein- und Ausgang einen sogenannten singulären Punkt, in dem die maximale Ausgangsleistung betriebsbedingt reduziert werden muss [55, 56]. Außerdem wird bei MMCs die Leistung wie auch die Ausgangsspannungsqualität über die Anzahl

| Topologie       | Innenwiderstand | Dynamik | Skalierbarkeit                                      |
|-----------------|-----------------|---------|---|
| DBS [9, 28, 50] | klein           | gering  | Nein  |
| SSMU [11, 13]   | groß            | mittel  | Ja, $\hat{i}_{\text{Zweig}} = \hat{i}_{\text{Aus}}$ |
| LINUM [29]      | klein           | mittel  | Ja, $n_L = n \cdot (n - 1) / 2$                     |
| VGMU [32]       | groß            | mittel  | Ja, $n_L = n$                                       |
| VGMU-F [33]     | klein           | mittel  | Ja, Spezialdrossel                                  |
| MMC [E7, 54]    | klein           | hoch    | Ja, nur Spannung                                    |
| Linear [57]     | klein           | hoch    | Ja, hohe Verluste                                   |

Tabelle 4.1: Vergleich bestehender EMC-Topologien: Bewertet wird der Innenwiderstand, die Dynamik und die Skalierbarkeit der Umrichtertopologien.

serieller Zellen skaliert. Demgegenüber sind die meisten Industrie- sowie alle in Elektrofahrzeugen eingesetzten Motoren Niederspannungsantriebe. Da bei Niederspannungsmotoren die Leistung im Wesentlichen über den Strom skaliert wird, ist ein serieller Multilevel-Umrichter ebenfalls ungeeignet, um auf die vielfältigen Leistungsanforderungen in einem PHIL-Prüfstand angepasst zu werden und den Leistungsfluss der Maschine nachzubilden.

Darüber hinaus wären auch Emulationsumrichter auf Basis eines Linearverstärkers denkbar. Solche Verstärker sind ebenfalls kommerziell verfügbar und werden beispielsweise für Netznachbildungen verwendet [57]. Aufgrund des geringen Wirkungsgrads sowie der fehlenden Rückspeisefähigkeit und den daraus resultierenden Problemen beim Aufbau eines Hochleistungsverstärkers wird diese Topologie hier jedoch nicht weiter berücksichtigt.

Die wesentlichen Eigenschaften der aktuell in der Literatur vorhandenen Emulationsumrichter-Topologien sind in Tab. 4.1 gegenübergestellt. Wie der Tabelle zu entnehmen ist, erfüllen die bisher verwendeten Umrichtertopologien entweder nicht die Anforderungen, die an eine hochdynamische Spannungsquelle gestellt werden, oder zeigen im Hinblick auf die Skalierung der Ausgangsleistung Einschränkungen.

Aus diesem Grund wird im Folgenden ein neuartiger Modularer-Multiphasen-Multilevel Umrichter vorgestellt, der die zuvor definierten Anforderungen an einen Emulationsumrichter ganzheitlich erfüllt. Die Ausgangsleistung kann dabei zusätzlich sehr einfach über den Ausgangsstrom skaliert werden [E1]. Darüber hinaus wird ein neues Modulationsverfahren hergeleitet, das die gleichmäßige Aufteilung des Laststroms ohne überlagerte Regelung sicherstellt und dabei die geforderte Ausgangsspannung präzise umsetzt. Der vorgestellte

MMPMC wird dadurch erstmalig die Nachbildung des Leistungsflusses einer hoch ausgenutzten permanentmagneterregten Synchronmaschine einschließlich der taktfrequenten Stromrippel ermöglichen.

## 4.2 Modularer-Multiphasen-Multilevel Umrichter

Das Ersatzschaltbild des MMPMC mit  $n = 6$  Zweigen ist in Abb. 4.4 dargestellt. Ein Zweig des MMPMC besteht jeweils aus einer Halbbrücke sowie einer flusskompensierten Drossel. Die flusskompensierten Drosseln sind ausgangsseitig als Cyclic Cascade verschaltet [58]. Dadurch wird der Laststrom eines Zweiges durch den Strom des benachbarten Zweiges in der Drossel magnetisch kompensiert. Die Zweigströme  $i_{xy}$  fließen dadurch immer durch zwei Drosselwicklungen, bevor sie zum gesamten Ausgangsstrom  $i_x$  aufsummiert werden. Die Leistung des Umrichters kann durch diese Art der Parallelschaltung sehr einfach skaliert werden, da der resultierende Ausgangsstrom mit jedem Zweig  $n$  linear erhöht werden kann. Gleichzeitig erlaubt die Cyclic Cascade die Erzeugung einer mehrstufigen Ausgangsspannung. Entsprechend wird der Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannung mit einer steigenden Anzahl an Zweigen  $n$  zusätzlich reduziert.

### 4.2.1 Funktionsweise

Im Betrieb wird durch das Takten der Zweighalbleiter über den Hauptinduktivitäten  $L_h$  der flusskompensierten Drosseln ein umschaltbarer induktiver Spannungsteiler erzeugt. Dadurch können  $n_{St} = n + 1$  diskrete und konstante Ausgangsspannungsstufen gebildet werden. Die Spannung einer Stufe  $U_n$  wird unter Vernachlässigung der Vorwärtsspannungen der Halbleiter durch die Zwischenkreisspannung des MMPMC  $U_{DC}$  sowie die Anzahl paralleler Zweige  $n$  bestimmt:

$$U_n = \frac{U_{DC}}{n} \quad (4.1)$$

Zur Veranschaulichung der Funktionsweise zeigt Abb. 4.5 (a) einen beispielhaften Schaltzustand des MMPMC. In Abb. 4.5 (b) ist zusätzlich der dadurch erzeugte induktive Spannungsteiler veranschaulicht. Die resultierende Ausgangsspannung  $u_x$  ergibt sich entsprechend durch die Anzahl der Zweige  $n_{High,x}$

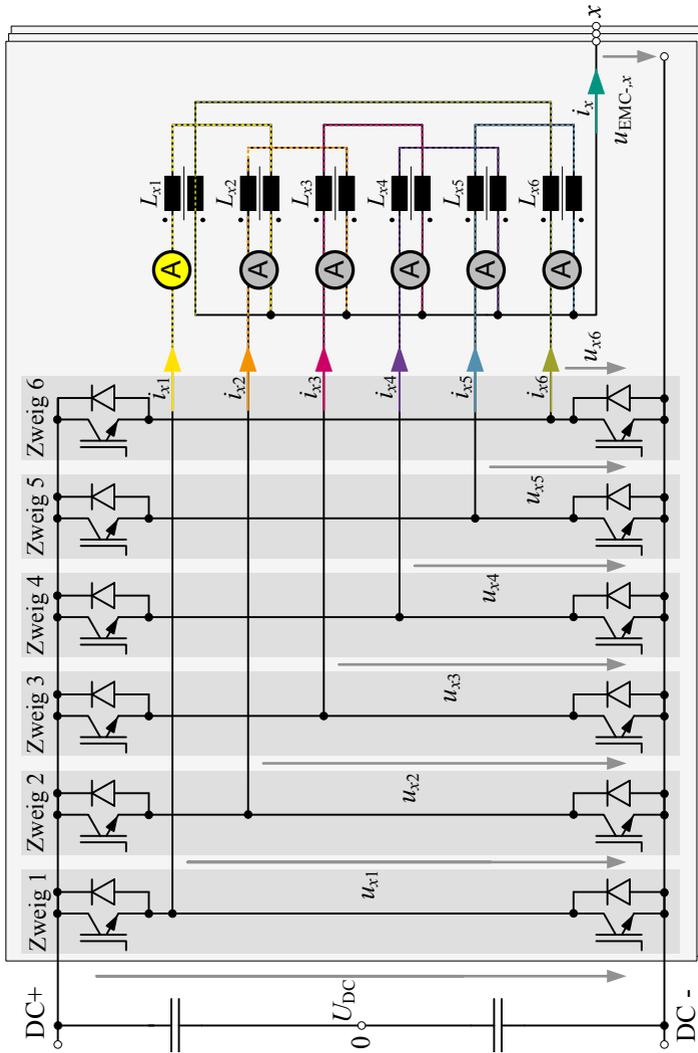


Abbildung 4.4: Ersatzschaltbild des Modularen-Multiphasen-Multilevel Umrichters (MPPMC) für  $n = 6$  Zweige [E3].

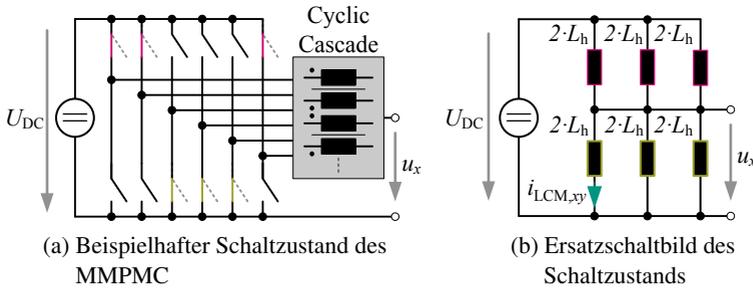


Abbildung 4.5: Schematische Darstellung der Ausgangsspannungserzeugung des MMPMC. Die Abbildung zeigt einen beispielhaften Schaltzustand des MMPMC sowie das daraus abgeleitete Leerlaufersatzschaltbild [E1, E3].

die in einer Phase  $x$  ( $x \in \{1,2,3\}$ ) mit dem positiven Zwischenkreisspannungspotential  $DC+$  verbunden sind [E1, E3]:

$$u_x = \frac{1}{n} \cdot \sum_{k=1}^{n_{\text{High},x}} u_{x,k} \tag{4.2}$$

Zusätzlich kann ein Ausgangsspannungssollwert, der zwischen zwei Stufen liegt, durch Pulsweitenmodulation (PWM) als Kurzzeit-Mittelwert erzeugt werden. Die detaillierte Beschreibung der Modulation des MMPMC findet sich in Kap. 4.3.

**Eigenschaften**

Die wesentliche Anforderung an den Emulationsumrichter ist, dass er näherungsweise das Verhalten einer idealen Spannungsquelle aufweist (vgl. Kap. 2). Eine ideale Spannungsquelle ist dadurch gekennzeichnet, dass sie einen Spannungssollwert präzise und verzögerungsfrei einstellen kann und dabei keinen Innenwiderstand aufweist. Die mehrstufige Ausgangsspannung des MMPMC ermöglicht eine sehr präzise Realisierung der Sollspannung, wodurch die erste Forderung erfüllt ist. Die zweite Forderung nach einem vernachlässigbaren Innenwiderstand wird durch den Einsatz flusskompensierter Drosseln sowie der Verschaltung als Cyclic Cascade erreicht. Abb. 4.5 (b) zeigt, dass der in den Zweigen des Spannungsteilers fließende Strom  $i_{LCM,xy}$  durch die Hauptinduktivitäten  $L_{h,xy}$  der flusskompensierten Drosseln begrenzt wird. Dadurch entspricht

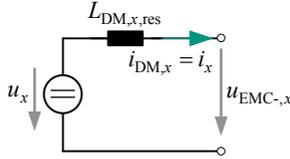


Abbildung 4.6: Ersatzschaltbild der resultierenden Gegentaktinduktivität des MMPMC [E1, E3].

dieser magnetisch einem Gleichtaktstrom innerhalb der Drosseln. Die resultierende Gleichtaktinduktivität  $L_{CM,x,res}$  des Drosselnetzwerks ist abhängig vom Schaltzustand des MMPMC und kann unter der Voraussetzung identischer Drosseln  $L_{xy}$  mit

$$L_{CM,x,res} = \frac{2 \cdot L_{h,xy}}{n_{High,x}} + \frac{2 \cdot L_{h,xy}}{n - n_{High,x}} \quad (4.3)$$

berechnet werden.  $L_{h,xy}$  ist die Hauptinduktivität einer einzelnen flusskompensierten Drossel der Phase  $x$  im Zweig  $y$  ( $y \in \{1, 2, \dots, n\}$ ). Die Hauptinduktivität einer flusskompensierten Drossel  $L_{h,xy}$  kann dabei sehr groß gewählt werden, um den Strom im Spannungsteiler  $i_{LCM,xy}$  zu minimieren. Dadurch kann dieser Strom bei der Dimensionierung der Zweighalbleiter vernachlässigt werden (vgl. Kap. 5.1.1).

Für den Ausgangsstrom einer Phase ist demgegenüber das Ersatzschaltbild aus Abb. 4.6 gültig. Die resultierende für den Laststrom wirksame Impedanz des MMPMC wird neben dem ohmschen Widerstand der Wicklung lediglich durch die Gegentakt- und damit Streuinduktivitäten  $L_{\sigma,xy}$  der flusskompensierten Drosseln bestimmt:

$$L_{DM,x,res} = \frac{2 \cdot L_{\sigma,xy}}{n} \quad (4.4)$$

Diese liegen in der Größenordnung von einigen  $\mu\text{H}$  (vgl. Kap. 5.1.1) und können analog zum ohmschen Widerstand der Wicklung vernachlässigt werden. Der MMPMC besitzt somit näherungsweise das Verhalten einer Spannungsquelle.

Für die Ausgangsspannung des MMPMC bezogen auf das negative Zwischenkreispotential  $u_{\text{EMC}-,x}$  gilt daher:

$$u_{\text{EMC}-,x} \approx u_x \quad (4.5)$$

## 4.2.2 Differenzstrommessung

Die gleichmäßige Aufteilung des Laststroms  $i_x$  auf die Zweige  $y$  des Umrichters ist für den Betrieb des MMPMC unerlässlich. Eine unsymmetrische Aufteilung würde

- zur ungleichen Belastung der Zweighalbleiter und
- zur Sättigung der flusskompensierten Drosseln  $L_{xy}$  führen.

Insbesondere das Sättigen der flusskompensierten Drosseln  $L_{xy}$  muss während des Betriebs in jedem Fall verhindert werden und stellt eine besondere Herausforderung innerhalb des MMPMC dar.

Der maximal zulässige magnetische Fluss einer Drossel wird allgemein durch die maximal zulässige Sättigungsflussdichte  $B_{L,\text{max}}$  sowie den Querschnitt des Drosselkerns  $A_{\text{KL}}$  bestimmt. Da Drosseln allgemein klein, leicht und günstig sein sollen, ist der zulässige Gleichtaktstrom der flusskompensierten Drosseln  $i_{\text{LCM},xy}$  durch deren Auslegung begrenzt. Übersteigt die Differenz der Ströme  $i_{x,y(y-1),\text{diff}}$  mit

$$i_{x,y(y-1),\text{diff}} = i_{xy} - i_{x(y-1)} = i_{\text{LCM},xy} \quad (4.6)$$

den Grenzwert der magnetischen Auslegung, geht die flusskompensierte Drossel in die Sättigung und der Strom steigt unkontrolliert an:

$$\Psi_{L,\text{max}} = B_{L,\text{max}} \cdot A_{\text{KL}} \geq L_{h,xy} \cdot i_{x,y(y-1),\text{diff}} \quad (4.7)$$

Der MMPMC wird hier auf eine maximale Ausgangsleistung von 100 kW ausgelegt. Der maximal zulässige Differenzstrom innerhalb der aufgebauten flusskompensierten Drosseln beträgt dabei lediglich  $i_{xy,\text{diff,max}} = 0,7 \text{ A}$  (vgl. Kap. 5.1.1), sodass die Differenzströme  $i_{x,y(y-1),\text{diff}}$  im Vergleich zum maximalen Laststrom  $i_x$  vernachlässigbar klein sind. Aus diesem Grund werden die Differenzströme direkt gemessen, um den magnetischen Zustand der Drosseln zu bestimmen (vgl. Abb. 4.4 sowie Kap. 5.1.1) [E3]. Darüber hinaus wird zur Symmetrierung der Zweigströme des MMPMC anstatt einer Stromregelung ein neues Modulationsverfahren aus der Modulation des Modularen-Multilevel

Umrichters [55] abgeleitet. Aufgrund der Analogie zu diesem Umrichter wird auch der Name des Modularen-Multiphasen-Multilevel Umrichters an den Modularen-Multilevel-Umrichter angelehnt.

## 4.3 Modulation

In diesem Unterkapitel wird das neue Modulationsverfahren des MMPMC vorgestellt. Die allgemeinen Anforderungen, die an das Modulationsverfahren des MMPMC gestellt werden, lauten dabei wie folgt:

- Erzeugung der Multilevelspannung
- Minimierung der Schaltfrequenz der Zweighalbleiter  $f_S$  im Vergleich zur Modulationsfrequenz  $f_{EMC}$
- Symmetrische Aufteilung der Lastströme  $i_x$  / Vermeidung von Sättigung in den flusskompensierten Drosseln

Zur Veranschaulichung der Funktionsweise des Modulationsverfahrens wird das Unterkapitel gemäß Abb. 4.7 aufgebaut. Dementsprechend wird zu Beginn, ausgehend von den gemessenen Differenzströmen, auf die Berechnung der Zweigströme eingegangen. Anschließend wird die grundsätzliche Funktionsweise der Ausgangsspannungserzeugung mithilfe eines Split-Carrier Modulators erläutert. Darauf aufbauend werden analog zum MMC [55] verschiedene Sortierverfahren vorgestellt, um die an der Ausgangsspannungsbildung beteiligten Zweige auszuwählen [E1, E3]. Die Sortierverfahren stellen zudem die gleichmäßige Aufteilung des Laststroms  $i_x$  auf die  $n$  Zweige des MMPMC sicher. Dies hat den Vorteil, dass die komplette Symmetrierung inklusive Modulation völlig unabhängig von einer etwaigen überlagerten Regelung durchgeführt werden kann. Darüber hinaus kann das Modulationsverfahren dadurch sehr leicht auf einem FPGA implementiert werden, da keine aufwendigen Berechnungen für die Modulation benötigt werden. Die Modulation des MMPMC ist zudem grundsätzlich unabhängig vom verwendeten Sortierverfahren (vgl. Abb. 4.7). Aus diesem Grund kann zum Abschluss des Kapitels der Split-Carrier Modulator entfernt und die Sortierverfahren mit einer neuen direkten Selbst-Modulation kombiniert werden. Dadurch kann die Gegenspannung am Kopplungsnetzwerk präzise und mit einer minimalen Totzeit eingestellt werden.

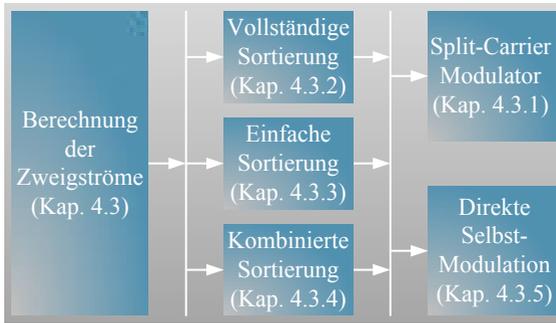


Abbildung 4.7: Struktureller Aufbau des Kapitels zur Beschreibung der Modulation des MMPMC.

### Berechnung der Zweigströme

Um den Laststrom  $i_x$  gleichmäßig auf die einzelnen Zweige des MMPMC aufzuteilen, müssen zunächst die aktuellen Zweigströme bestimmt werden. Da jedoch nur die Differenzströme in den Drosseln  $i_{x,y(y-1),diff}$  gemessen werden, müssen die Zweigströme anhand der Differenzströme berechnet werden. Durch Anwenden der Knotenregel ergeben sich für die Berechnung der Zweigströme zwei Möglichkeiten. Die erste Möglichkeit ist die Berechnung der Absolutwerte der Zweigströme. Hierfür wird jedoch eine zusätzliche Referenzweigstrommessung  $i_{x,ref}$  (in Abb. 4.4 gelb eingefärbte Messeinrichtung  $i_{x,ref} = i_{x1}$ ) benötigt. Die Absolutwerte der Ströme sind jedoch für die reine Modulation unerheblich, da diese lediglich gleichmäßig auf die einzelnen Zweige aufgeteilt werden müssen. Daher können die Ströme alternativ auch relativ zueinander mit  $i_{x,ref} = 0$  anhand von  $(n - 1)$  Differenzstrommessungen berechnet werden. Allgemein liefert die Auswertung der Knotenregel mit  $i_{x,ref} = i_{x1}$  für die Zweigströme [E3]:

$$i_{x1} = i_{x,ref} \tag{4.8}$$

$$i_{x2} = i_{x1} + i_{x,21,diff} \tag{4.9}$$

$$i_{x3} = i_{x2} + i_{x,32,diff} \tag{4.10}$$

⋮

$$i_{xn} = i_{x(n-1)} + i_{x,n(n-1),diff} \tag{4.11}$$

### 4.3.1 Split-Carrier Modulator

Im Anschluss an die Messung und die Berechnung der Zweigströme muss eine Schalterkonfiguration der  $n$  Zweige ausgewählt werden, die die gewünschte Ausgangsspannung  $u_{\text{EMC}-x}^*$  erzeugt. Im ersten Schritt wird dafür die Anzahl von Zweigen  $n_{\text{High},x}$ , die mindestens eingeschaltet werden müssen, bestimmt. Diese kann in Abhängigkeit des Ausgangsspannungswerts  $u_{\text{EMC}-x}^*$  über folgenden Zusammenhang berechnet werden:

$$n_{\text{High},x} = \left\lceil \frac{u_{\text{EMC}-x}^* \cdot n}{U_{\text{DC}}} \right\rceil \quad (4.12)$$

Des Weiteren wird der Aussteuergrad  $a_{\text{MMPMC},x}$  für einen weiteren Zweig berechnet, um die gewünschte Ausgangsspannung mithilfe einer PWM als Kurzzeit-Mittelwert über eine Modulationsperiode  $T_{\text{EMC}}$  zu realisieren [E1, E3]:

$$a_{\text{MMPMC},x} = \frac{u_{\text{EMC}-x}^* \cdot n}{U_{\text{DC}}} - n_{\text{High},x} \quad (4.13)$$

Die Schaltzustände der Zweige werden schließlich mithilfe eines  $n$ -stufigen Split-Carrier Modulators umgesetzt [59] (vgl. Abb. 4.8 (d)). Die eigentliche Auswahl der Zweige, die durch den Split-Carrier Modulator geschaltet und für die Spannungsbildung verwendet werden, erfolgt über ein Sortierverfahren. Das Ziel der Sortierung ist, wie bereits erwähnt, die gleichmäßige Aufteilung des Laststroms auf die einzelnen Zweige, um ein Sättigen der Zweigdrosseln zu verhindern. Da gleichzeitig die Schaltfrequenz der Zweighalbleiter minimiert werden soll, kann die Sortierung anhand verschiedener Kriterien erfolgen. Auf diese Möglichkeiten und deren Vor- und Nachteile wird in den folgenden Abschnitten eingegangen. Dadurch wird ein auf die Anforderungen eines PHIL-Emulators zugeschnittenes Modulationsverfahren erreicht.

### 4.3.2 Vollständige Sortierung

Das einfachste Verfahren zur Auswahl der Zweig-Schaltzustände ist die vollständige Sortierung [E1, E3, 55]. Der grundsätzliche Ablauf eines Modulationszyklus der Dauer  $T_{\text{EMC}}$  bei vollständiger Sortierung ist beispielhaft in Abb. 4.8 dargestellt. Dabei werden die gemessenen Ströme vollständig in aufsteigender Reihenfolge sortiert (vgl. Abb. 4.8 (b)). Die Auswahl der einzuschaltenden Zweige erfolgt anschließend in Abhängigkeit der gewünschten Ausgangsspannung  $u_{\text{EMC}-x}^*$  aufsteigend vom Zweig mit dem aktuell kleinsten Strom.

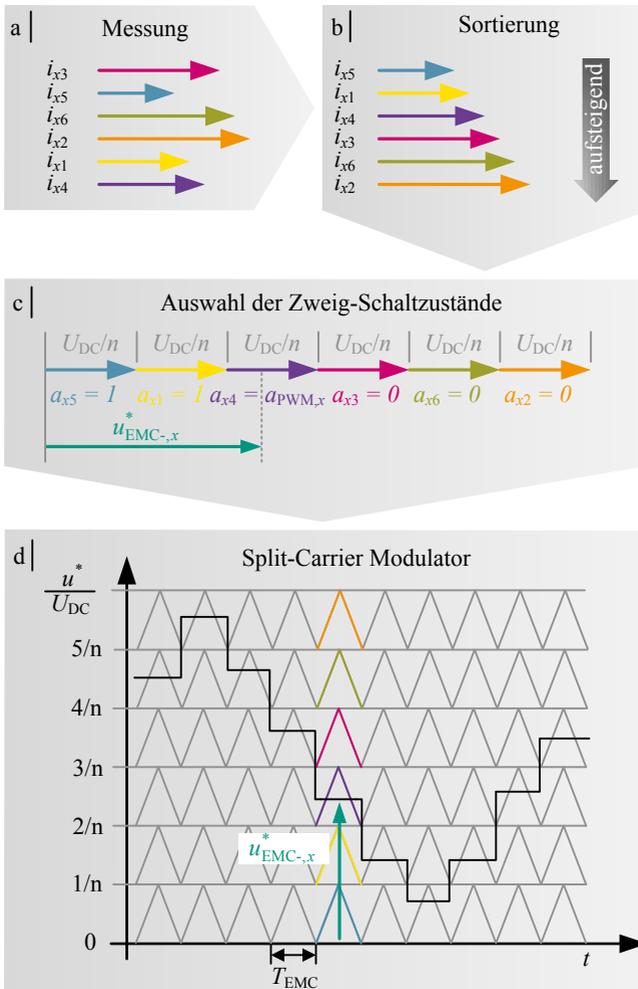


Abbildung 4.8: Ablauf eines Modulationszyklus des MMPMC bei vollständiger Sortierung der Zweigströme [E1].

Von diesem ausgehend werden zuerst die dauerhaft einzuschaltenden Zweige  $n_{High,x}$  und anschließend der PWM-Zweig ausgewählt (vgl. Abb. 4.8 (c)). Die

Aussteuergrade werden schließlich durch den Split-Carrier Modulator umgesetzt, um die Ausgangsspannung  $u_{\text{EMC}-x}^*$  zu erzeugen (vgl. Abb. 4.8 (d)). Durch die vollständige Sortierung der Zweigströme in jedem Modulationszyklus können die Gleichtaktströme der Drosseln auf ein Minimum reduziert werden. Allerdings hat die vollständige Sortierung den Nachteil, dass die Schaltfrequenzen der Einzelzweige  $f_S$  verglichen mit der Modulationsfrequenz  $f_{\text{EMC}}$  sehr groß sind (vgl. Kap. 4.4).

### 4.3.3 Einfache Sortierung

Da dieses Problem bereits von Modularen-Multilevel Umrichtern (MMCs) bekannt ist [55], kann eine weitere Modulationsstrategie des MMC auf den MMPMC übertragen werden. Abb. 4.9 zeigt den Ablauf dieses einfachen Sortierverfahrens und die daraus erzeugten Schaltzustände [E1, E3]. Die Messung ist dabei identisch zur vollständigen Sortierung. Allerdings werden bei der Sortierung nun die Schaltzustände des vorherigen Modulationszyklus berücksichtigt. Deshalb werden die Zweige in Abhängigkeit ihres aktuellen Schaltzustands in zwei Gruppen aufgeteilt. Die eine Gruppe besteht dabei aus den aktuell eingeschalteten Zweigen, welche mit dem oberen Zwischenkreispotential DC+ verbunden sind (Gruppe DC+). Die zweite Gruppe enthält alle Zweige, die aktuell ausgeschaltet sind und damit mit dem unteren Zwischenkreispotential DC- verbunden sind (Gruppe DC-). Anschließend werden die Zweigströme innerhalb ihrer Gruppe aufsteigend sortiert (Abb. 4.9 (b)). Die PWM erfordert innerhalb jeder Modulationsperiode  $T_{\text{EMC}}$  ohnehin das Schalten eines Zweiges. Diese Umschaltung kann dabei gleichzeitig zur Symmetrierung der Zweigströme verwendet werden. Aus diesem Grund werden bei der einfachen Sortierung die Schalterstellungen am Ende des vorherigen Modulationszyklus  $T_{\text{F}2,k-1}$  zunächst beibehalten und zu Beginn des aktuellen Modulationszyklus  $T_{\text{F}1,k}$  unverändert am Ausgang angelegt (vgl. Abb. 4.9 (c)). Zu Beginn der PWM-Phase  $T_{\text{A},k}$  wird nun der Zweig mit dem kleinsten Strom aus der Gruppe der ausgeschalteten Zweige eingeschaltet. Des Weiteren wird am Ende des PWM-Pulses zu Beginn von  $T_{\text{F}2,k}$  der Zweig mit dem größten Strom, der zu Beginn der Modulationsperiode eingeschaltet war, ausgeschaltet (Abb. 4.9 (c)). Dadurch können die Ströme ohne zusätzliche Umschaltungen symmetriert werden. Allerdings sind die Gleichtaktströme in den Drosseln dadurch höher als bei der vollständigen Sortierung. Dies muss bei der Auslegung der flusskompensierten Drosseln berücksichtigt werden. Demgegenüber kann jedoch bei diesem Sortierverfahren die Modulationsfrequenz  $f_{\text{EMC}}$  gegenüber der Schaltfrequenz der Zweighalbleiter  $f_S$  deutlich erhöht werden, da zu Beginn der Modulationsperiode nur noch

geschaltet wird, wenn ein Spannungsstufenwechsel notwendig ist. Dies ist nur dann der Fall, wenn der Ausgangsspannungswert die Stufengrenzen der aktuellen Spannungsstufe über- oder unterschreitet. Mit  $n_{Stw}$  für die Anzahl in einer Periode der Ausgangsspannung auftretender Stufenwechsel, ergibt sich das theoretische Minimum für die Zweigschaltfrequenz  $f_S$  zu [E1, E3]:

$$f_S = \frac{f_{EMC}}{n} + \frac{n_{Stw}}{2 \cdot n} \cdot f_{uEMC} \quad (4.14)$$

Es gilt jedoch zu berücksichtigen, dass diese Formel nur zur Abschätzung der mittleren Schaltfrequenz eines Zweigs  $f_S$  geeignet ist. Aufgrund von Fertigungstoleranzen der flusskompensierten Drosseln und den damit einhergehenden unterschiedlichen Hauptinduktivitäten  $L_h$  können sich die Schaltfrequenzen  $f_S$  der einzelnen Zweige aufgrund des unterschiedlichen Symmetrierbedarfs unterscheiden.

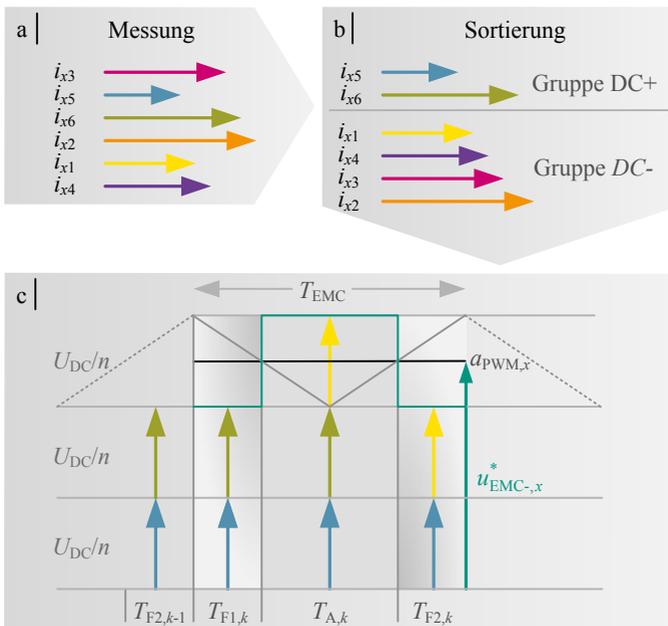


Abbildung 4.9: Auswahl der Schaltzustände bei einfacher Sortierung [E3]

### 4.3.4 Kombinierte Sortierung

Die einfache Sortierung hat den Nachteil, dass die Unsymmetrie zwischen den Zweigströmen und damit die Gleichtaktströme  $i_{LCM,xy}$  im Vergleich zur vollständigen Sortierung erhöht sind. Die Gleichtaktströme der flusskompensierten Drosseln sind, wie bereits erläutert, die für den magnetischen Kreis der flusskompensierten Drossel maßgeblichen Ströme. Es muss daher verhindert werden, dass diese Ströme den Auslegungswert der Drosseln überschreiten und die Drosseln sättigen. Aus diesem Grund werden für den Betrieb des Umrichters die Verfahren „vollständige Sortierung“ sowie „einfache Sortierung“ kombiniert. Im Betrieb werden hierfür die Gleichtaktströme  $i_{LCM,xy}$  auf einen Schwellwert  $i_{Th}$  überwacht [E3]. Verlaufen die Differenzströme unterhalb des Schwellwerts, wird die einfache Sortierung verwendet, um die Schaltfrequenzen der Zweighalbleiter zu reduzieren. Überschreiten die Gleichtaktströme diesen Schwellwert, wird ein Modulationszyklus mit einer vollständigen Sortierung durchgeführt, um das Sättigen der Drosseln zu verhindern und einen stabilen Betrieb des Umrichters zu gewährleisten. Die ausgewählten Schaltzustände können anschließend in beiden Fällen durch den Split-Carrier Modulator umgesetzt werden. Der Ablauf einer Modulationsperiode unter Verwendung der kombinierten Sortierung ist in Abb. 4.10 dargestellt.

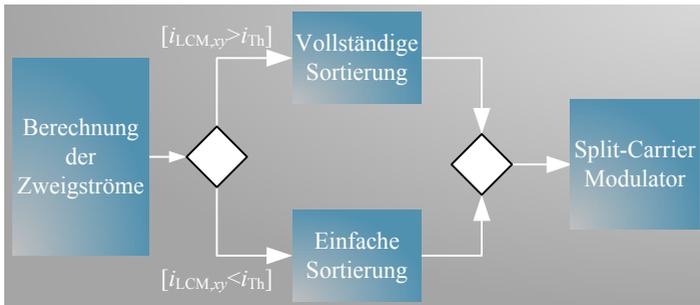


Abbildung 4.10: Kombination der vollständigen und einfachen Sortierung, um ein Sättigen der Zweigdrosseln zu verhindern.

### 4.3.5 Direkte Selbst-Modulation

Die zentrale Herausforderung der PHIL-Emulation ist die korrekte Nachbildung des Stromverlaufs in den Kopplungsinduktivitäten. Der Stromverlauf in einer Induktivität wird dabei durch die angelegte Spannungszeitfläche bestimmt:

$$i_K = \frac{1}{L_K} \int u_{Lk} dt \quad (4.15)$$

Der Fehler der angelegten Spannungszeitfläche bestimmt daher ebenfalls den Fehler des Emulatorstromverlaufs  $i_K$ . Um diesen zu minimieren, werden an das Modulationsverfahren eines Emulationsumrichters folgende Anforderungen gestellt [E3]:

- Präzise Erzeugung der geforderten Spannungszeitfläche
- Minimale Reaktions-/ Verzögerungszeit

Um diese zu erfüllen, wird im Folgenden die direkte Selbst-Modulation (DSM) [E3] vorgestellt. Diese basiert dabei im Wesentlichen auf den Prinzipien der direkten Modulation [60] sowie der Zweipunktregelung. Abb. 4.11 zeigt den Aufbau der direkten Selbst-Modulation. Die Sortierverfahren werden dabei unverändert übernommen. Um die geforderte Spannungszeitfläche präzise und verzögerungsfrei einzustellen, wird jedoch der Split-Carrier Modulator entfernt und durch einen Regelkreis ersetzt. Dieser minimiert den Fehler der Spannungszeitfläche der Ausgangsspannung. Der Regelkreis wird quasikontinuierlich ausgeführt, wodurch die Ausgangsspannung keine feste Modulationsperiode  $T_{EMC}$  mehr besitzt und die Berechnung des Aussteuergrads  $a_{MPPMC,x}$  (4.13) entfällt. Anstatt dessen wird die Ausgangsspannung des MPPMC quasikontinuierlich gemessen und mit dem Sollwert verglichen. Die Differenz zwischen Soll- und Istwert  $\Delta u_x$  wird anschließend integriert, wodurch sich der aktuelle Fehler zwischen Soll- und Istwert der Spannungszeitfläche  $\varepsilon_{u,x}$  ergibt. Dieser Fehler wird anschließend mithilfe eines Zweipunktreglers minimiert. Aufgrund der limitierten Schaltfrequenz der Zweighalbleiter kann der zulässige Fehler der Spannungszeitfläche  $\varepsilon_{u,x}$  nicht beliebig klein gewählt werden. Es kann über den zulässigen Fehler jedoch die mittlere Modulationsfrequenz und damit aufgrund der Verteilung durch den Sortieralgorithmus die mittlere Schaltfrequenz der Zweighalbleiter  $f_S$  eingestellt werden. Um die Fehlspannungszeitfläche zu begrenzen, schaltet der Zweipunktregler beim Über- bzw. Unterschreiten der eingestellten Fehlerschwelle eine weitere Stufe des MPPMC zu bzw. ab. Die Dynamik dieses Regelkreises ist lediglich durch die maximale Schaltfrequenz

der Zweighalbleiter  $f_S$  und durch die Totzeit der Messung und der Ansteuerung der Zweighalbleiter limitiert. Des Weiteren werden durch diese Art der Modulation Fehlspannungszeitflächen aufgrund von Verriegelungszeiten und Vorwärtsspannungen der Halbleiter, eines Einbruchs der Zwischenkreisspannung sowie des verbleibenden Spannungsabfalls an den Streuinduktivitäten der flusskompensierten Drosseln direkt korrigiert. Die Auswahl der Zweige erfolgt bevorzugt durch die kombinierte Sortierung. Entsprechend wird die einfache Sortierung verwendet, solange die Differenzströme innerhalb ihres Grenzwerts verlaufen um eine weitere Stufe zu- oder abzuschalten. Überschreiten die Differenzströme jedoch den vorgegebenen Grenzwert, wird der aktuelle Schaltzustand durch vollständige Sortierung neu erzeugt. Des Weiteren verfügt die direkte Selbst-Modulation über einen Vorsteuerpfad  $n_{\text{High},x,\text{vor}}$ , um die mindestens benötigte Spannungsstufe mit maximaler Dynamik einzustellen. Dies ist im Fall einer PHIL-Emulation besonders wichtig, da sich der Spannungswert  $u_{\text{EMC},x}^*$  in Abhängigkeit des Schaltzustands des DUT sehr dynamisch ändert (vgl. Kap. 2.2). Entsprechend wird anhand des Sollwerts zunächst die mindestens einzuschaltende Anzahl von Spannungsstufen  $n_{\text{High},x}$  berechnet und vorgesteuert, sodass der Fehler der Spannungszeitfläche nur noch innerhalb einer Stufe minimiert werden muss [E3].

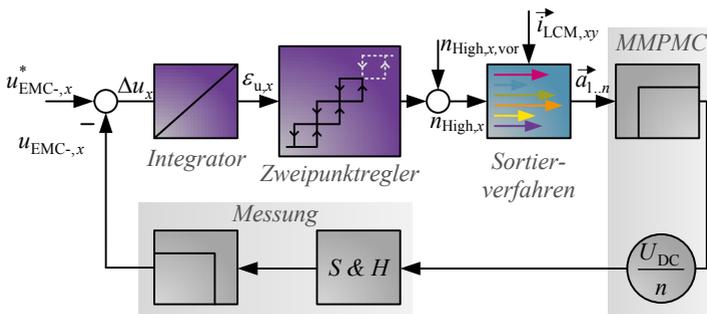


Abbildung 4.11: Aufbau des Regelkreises der direkten Selbst-Modulation [E3].

## 4.4 Simulationsergebnisse

Im Folgenden werden Matlab/Simulink Simulationsergebnisse eines einphasigen MMPMC vorgestellt und diskutiert. Anhand der Simulationen wird gezeigt, dass der MMPMC allgemein die am Anfang des Kapitels auf Seite 49 definierten Anforderungen eines Emulationsumrichters erfüllt. Darüber hinaus wird dadurch die korrekte Funktionsweise des MMPMC sowie der zugehörigen Modulationsverfahren nachgewiesen und der Einfluss der verschiedenen Sortierverfahren auf den Betrieb des MMPMC untersucht.

Die Ausgangsspannung des MMPMC wird innerhalb der Simulation gesteuert an eine beispielhafte passive RL-Last mit einem ohmschen Widerstand von  $8\ \Omega$  und einer Induktivität von  $1\ \text{mH}$  angelegt. Die Amplitude des Sollwerts der sinusförmigen Ausgangsspannung  $u_{\text{EMC}}^*$  beträgt dabei  $300\ \text{V}$  bei einem Offset von  $325\ \text{V}$  und einer Frequenz von  $50\ \text{Hz}$ . Dadurch sind bei einer Zwischenkreispannung des MMPMC von  $U_{\text{DC}} = 650\ \text{V}$  alle sieben Spannungsstufen an der Erzeugung der Ausgangsspannung beteiligt. Darüber hinaus werden flusskompensierte Drosseln mit einer Hauptinduktivität von  $L_{\text{h,xy}} = 17\ \text{mH}$  sowie einer Streuinduktivität von  $L_{\sigma,\text{xy}} = 10\ \mu\text{H}$  simuliert. Diese Werte entsprechen in etwa den Werten des aufgebauten Prototyps (vgl. Kap. 5.1.1). Die Vorwärtsspannungen der Insulated-Gate Bipolar Transistoren (IGBTs) und der Freilaufdioden werden in der Simulation vernachlässigt. Die Modulationsfrequenz  $f_{\text{EMC}}$  des MMPMC wird analog zum aufgebauten Prototypen zu  $f_{\text{EMC}} = 120\ \text{kHz}$  gewählt.

### Vollständige Sortierung

In Abb. 4.12 (a) ist der Soll- sowie der Istwert der MMPMC-Ausgangsspannung  $u_{\text{EMC}}$  für die vollständige Sortierung in Verbindung mit dem Split-Carrier Modulator dargestellt. Dabei sind die sieben identischen Spannungsstufen der Ausgangsspannung deutlich zu erkennen. Weiterhin zeigt die Abbildung, dass die Ausgangsspannungsstufen unabhängig vom Laststrom (vgl. Abb. 4.13) präzise ausgebildet sind. Die Näherung den MMPMC als Spannungsquelle zu betrachten, ist daher korrekt. Der senkrechte, graue Balken in Abb. 4.12 (a) kennzeichnet den Bereich der Ausgangsspannung, welcher in Abb. 4.12 (b) vergrößert dargestellt ist. Das Diagramm zeigt, wie der Sollwert der Ausgangsspannung durch PWM als Kurzzeitmittelwert innerhalb einer Modulationsperiode eingestellt wird. Abb. 4.12 (c) zeigt die zugehörigen Ansteuersignale der oberen Zweig IGBTs  $T_{\text{O,y}}$  des MMPMC. Die unteren IGBTs werden entsprechend invers angesteuert. Wie erwartet, werden bei der vollständigen Sortierung

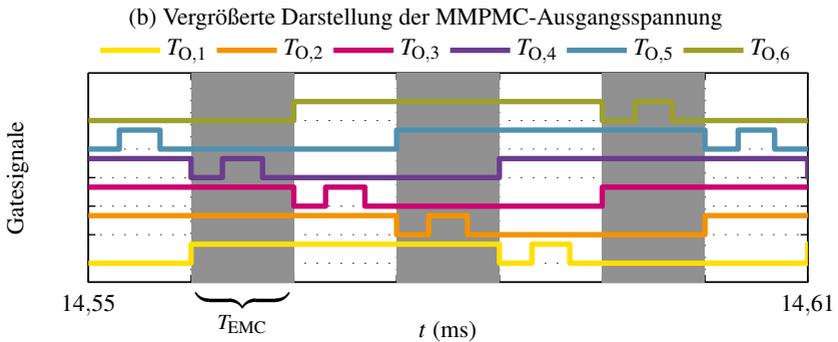
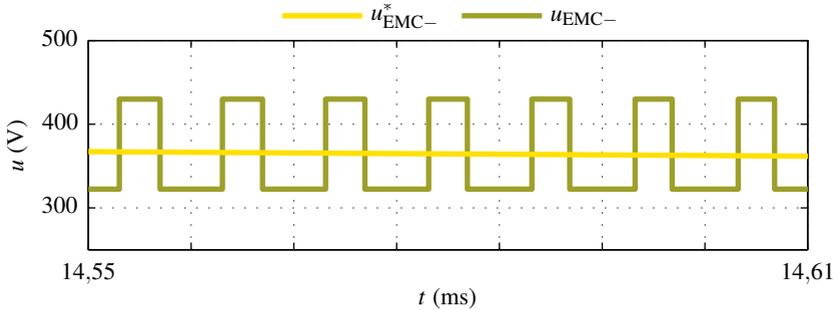
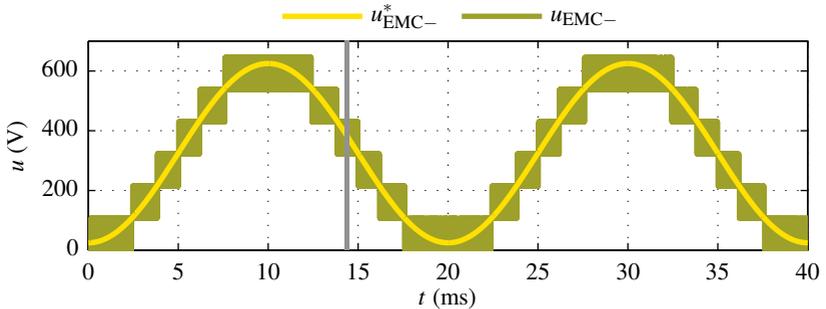


Abbildung 4.12: Simulierte Zeitverläufe der MMPMC-Ausgangsspannung und der Gatesignale bei vollständiger Sortierung.

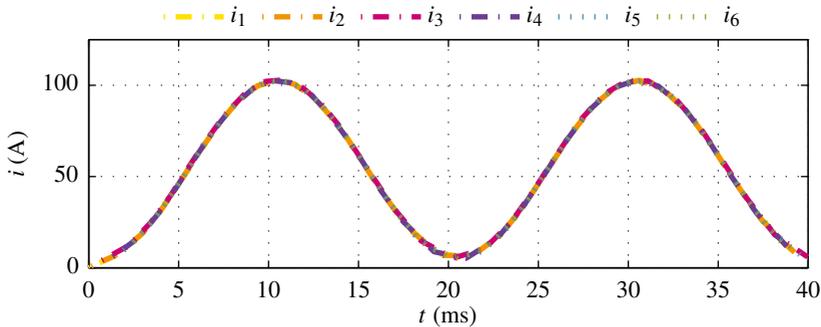


Abbildung 4.13: Verlauf der Zweigströme des MMPMC. Die nahezu identische Aufteilung der Zweigströme innerhalb des MMPMC ist deutlich zu erkennen.

neben den Umschaltungen für die PWM zusätzliche Umschaltungen zur Symmetrierung am Anfang der Modulationsperiode durchgeführt. Dies führt bei der hier verwendeten Modulationsfrequenz von  $f_{EMC} = 120\text{kHz}$  zu einer mittleren Zweigschaltfrequenz von  $f_S = 32,6\text{kHz}$  (vgl. Tab. 4.2). Des Weiteren zeigt Abb. 4.13 den Verlauf der sechs Zweigströme  $i_y$  des MMPMC. Die nahezu identische Aufteilung der Zweigströme innerhalb des MMPMC ist dabei deutlich zu erkennen. Der MMPMC erfüllt daher bereits mit diesem Verfahren die Anforderungen eines Emulationsumrichters im Hinblick auf eine variable Ausgangsspannung, einen geringen Innenwiderstand, die Skalierbarkeit des Ausgangsstroms und des geringen Oberschwingungsgehalts (Multilevelspannung).

### Einfache Sortierung

Abb. 4.14(a) enthält die Simulationsergebnisse für den Fall, dass die einfache Sortierung als Sortierverfahren verwendet wird. Das Diagramm zeigt entsprechend den gleichen vergrößerten Ausschnitt wie Abb. 4.12 (b). Es ist zu erkennen, dass die Ausgangsspannungsbildung unabhängig vom verwendeten Sortierverfahren ist. Die Verläufe sind dementsprechend identisch zur Ausgangsspannung der vollständigen Sortierung. Das Diagramm der Gatesignale in Abb. 4.14 (b) veranschaulicht jedoch sehr deutlich die Unterschiede der beiden Sortierverfahren. Wie zu erkennen ist, werden die Zweige bei diesem Verfahren lediglich innerhalb der Modulationsperiode umgeschaltet. Dadurch wird die Anzahl der Umschaltungen im Vergleich zur vollständigen Sortierung signifikant

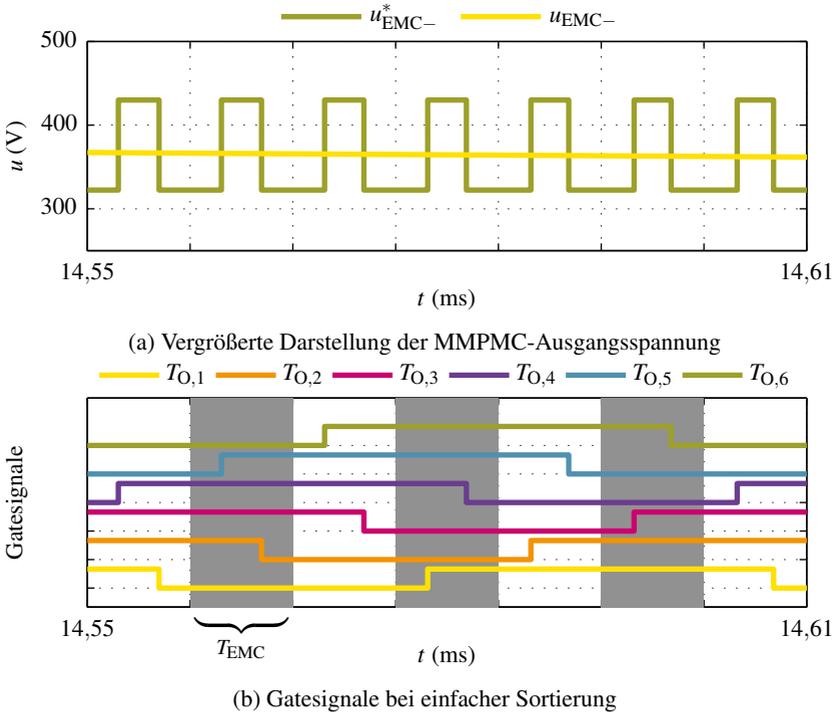


Abbildung 4.14: Simulation der einfachen Sortierung. Das Diagramm zeigt erneut den vergrößerten Ausschnitt der Ausgangsspannung und die zugehörigen Gatesignale.

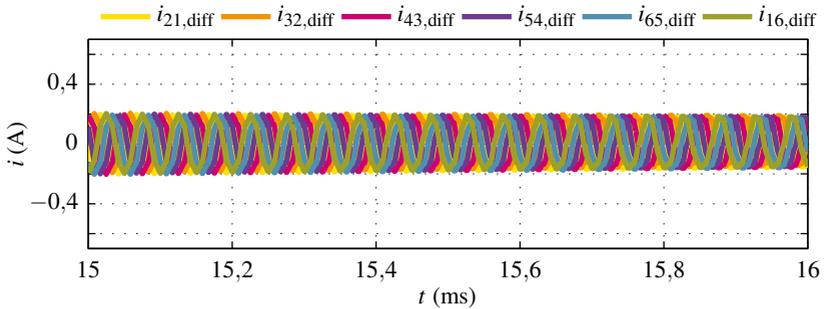
reduziert. Tab. 4.2 kann entnommen werden, dass dies zu einer stark reduzierten mittleren Schaltfrequenz von  $f_S = 20,04 \text{ kHz}$  führt. Dies entspricht ebenfalls der berechneten minimalen Schaltfrequenz mithilfe von (4.14). Durch den Einsatz der einfachen Sortierung wird somit die Forderung nach einer hohen Modulationsfrequenz im Vergleich zur Schaltfrequenz der Zweighalbleiter erfüllt.

| $n$         | $f_{s,\text{vollst}}/\text{kHz}$ | $f_{s,\text{einfach}}/\text{kHz}$ | $f_{s,\text{komb}}/\text{kHz}$ | $f_{s,\text{DSM}}/\text{kHz}$ |
|-------------|----------------------------------|-----------------------------------|--------------------------------|-------------------------------|
| 1           | 32,30                            | 20,03                             | 20,08                          | 15,45                         |
| 2           | 31,93                            | 19,93                             | 19,95                          | 15,55                         |
| 3           | 32,90                            | 20,43                             | 20,53                          | 15,25                         |
| 4           | 32,20                            | 19,70                             | 19,83                          | 15,68                         |
| 5           | 32,35                            | 20,20                             | 20,20                          | 15,68                         |
| 6           | 32,60                            | 19,98                             | 20,80                          | 15,53                         |
| $\Sigma$    | 194,28                           | 120,25                            | 120,65                         | 93,125                        |
| $\emptyset$ | 32,38                            | 20,04                             | 20,11                          | 15,52                         |

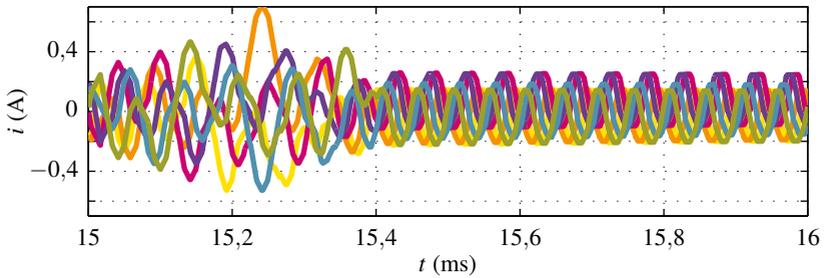
Tabelle 4.2: Gegenüberstellung der simulierten mittleren Schaltfrequenzen der verschiedenen Sortier- und Modulationsverfahren bei einer Modulationsfrequenz von  $f_{\text{EMC}} = 120\text{kHz}$ .

### Kombinierte Sortierung

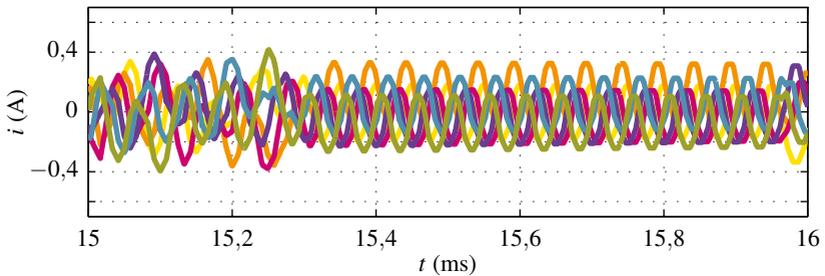
Da der Verlauf der Ausgangsspannung unabhängig vom verwendeten Sortierverfahren ist, ist es vorteilhaft, die Verläufe der Differenzströme in den flusskompensierten Drosseln zu betrachten, um die Vorteile der kombinierten Sortierung zu verdeutlichen. Diese sind in Abb. 4.15 gegenübergestellt. In Abb. 4.15 (a) ist der Verlauf der Differenzströme  $i_{y(y-1),\text{diff}}$  der vollständigen Sortierung aufgetragen. Aufgrund der häufigen Sortierung und der daraus resultierenden hohen Schaltfrequenz sind die Differenzströme geringer als 200 mA. Demgegenüber sind die Differenzströme der einfachen Sortierung in Abb. 4.15 (b) je nach Schalterstellung zum Teil deutlich erhöht und übersteigen phasenweise sogar den zulässigen Gleichtaktstrom der Drossel von  $i_{\text{LCM},\text{cy},\text{max}} = 0,7\text{A}$ . Abb. 4.15 (c) zeigt schließlich den Verlauf der Differenzströme unter Verwendung der kombinierten Sortierung (Kap. 4.3.4). Der Schwellwert der Differenzströme  $i_{\text{Th}}$ , der den Übergang zwischen einfacher und vollständiger Sortierung bestimmt, wird in der Simulation auf  $i_{\text{Th}} = 0,4\text{A}$  festgelegt. Wie zu erkennen ist, werden dadurch die Gleichtaktströme im Vergleich zur einfachen Sortierung kontrolliert und auf den entsprechenden Schwellwert begrenzt. Die Schaltfrequenz der kombinierten Sortierung wird dabei nur unwesentlich auf  $f_s = 20,11\text{kHz}$  (vgl. Tab. 4.2) erhöht. Dieses Verfahren erfüllt damit neben den Anforderungen innerhalb eines PHIL-Prüfstands ebenfalls die Anforderungen, die aufgrund der Funktionsweise des MMPMC an ein Modulationsverfahren gestellt werden (vgl. Kap. 4.3 auf Seite 59). Die kombinierte Sortierung sollte daher bevorzugt für den Betrieb des MMPMC verwendet werden.



(a) Differenzströme bei vollständiger Sortierung

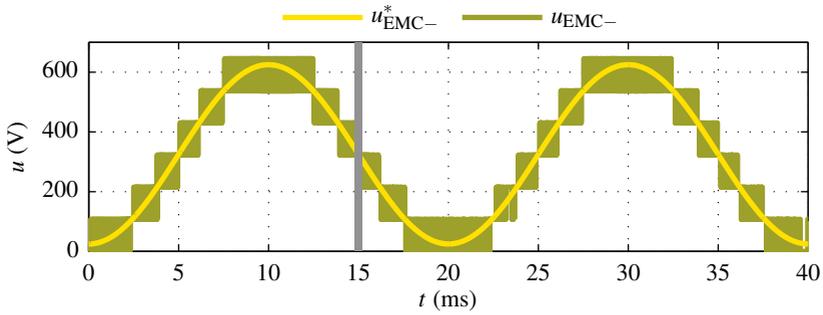


(b) Differenzströme bei einfacher Sortierung

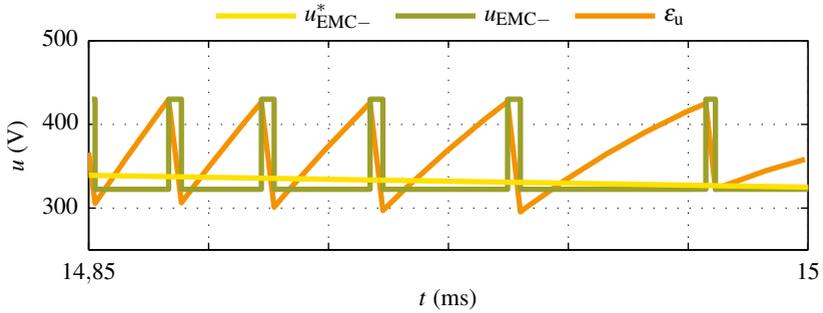


(c) Differenzströme bei kombinierter Sortierung

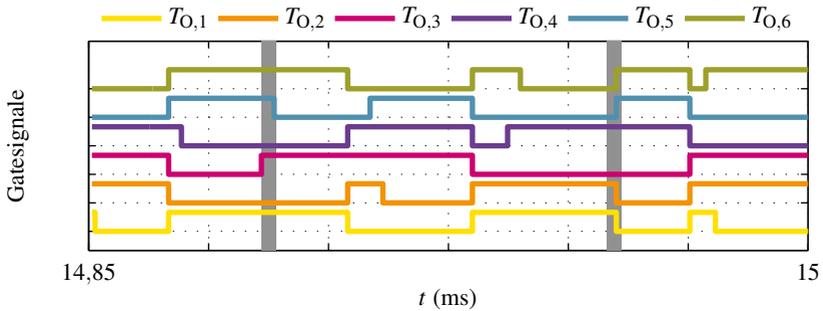
Abbildung 4.15: Gegenüberstellung der simulierten Differenzströme der drei Sortierverfahren. Die Verfahren zeigen deutliche Unterschiede, welche bei der Auslegung der Drosseln zu berücksichtigen sind.



(a) Soll- und Istwertverlauf der MMPMC-Ausgangsspannung



(b) Vergrößerte Darstellung der MMPMC-Ausgangsspannung



(c) Gatesignale des MMPMC bei direkter Selbst-Modulation

Abbildung 4.16: Simulierte Zeitverläufe der MMPMC-Ausgangsspannung und der Gatesignale bei direkter Selbst-Modulation.

## Direkte Selbst-Modulation

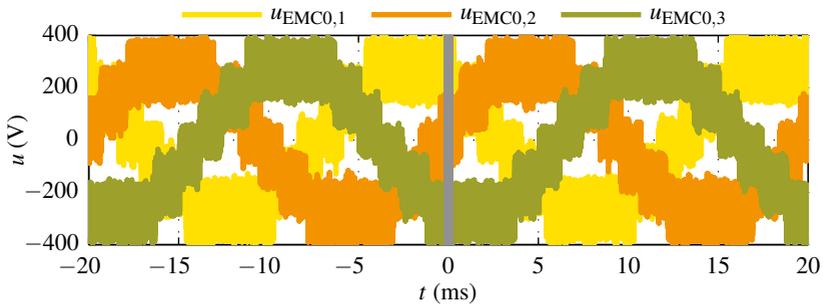
Zum Abschluss dieses Teilkapitels wird die direkte Selbst-Modulation in der Simulation untersucht und bewertet. Die Ergebnisse der Simulation sind in Abb. 4.16 illustriert. Die DSM wird dabei mit einer Frequenz von 1,5 MHz quasikontinuierlich berechnet. Die Verläufe der Soll- und Ist-Spannungen in Abb. 4.16 (a) sehen auf den ersten Blick identisch zu den Verläufen der Split-Carrier basierten Modulation aus (vgl. Abb. 4.12 (a)).

Ein Blick auf den detaillierten Zeitverlauf der Ausgangsspannung (Abb. 4.16 (b)) zeigt jedoch, dass der Mittelwert der Ausgangsspannung hier nicht mehr in einem festen Modulationsraster erzeugt wird. Anstatt dessen bestimmt der Fehler der Spannungszeitfläche der Ausgangsspannung  $\epsilon_u$  die Umschaltzeitpunkte der Spannungsstufen. Der linke graue Balken in Abb. 4.16 (c) kennzeichnet beispielhaft einen Bereich in dem eine Ausgangsspannungsstufe zu- und abgeschaltet und dadurch die Fehlspannungszeitfläche  $\epsilon_u$  minimiert wird. Der rechte graue Balken zeigt demgegenüber eine Umschaltung, die keinen Einfluss auf die Ausgangsspannung hat. Diese Umschaltung wird durchgeführt, um die Differenzströme innerhalb des zulässigen Grenzwerts zu halten. Wie bereits beschrieben, wird dies erreicht, indem die gleiche Ausgangsspannungsstufe durch vollständige Sortierung neu erzeugt wird. Durch das Messen der Ausgangsspannung werden hier sämtliche betriebsbedingten Fehlspannungen (vgl. Kap. 4.3.5) kompensiert, weshalb dieses Verfahren auch die letzte Forderung nach einer präzisen Ausgangsspannungserzeugung erfüllt.

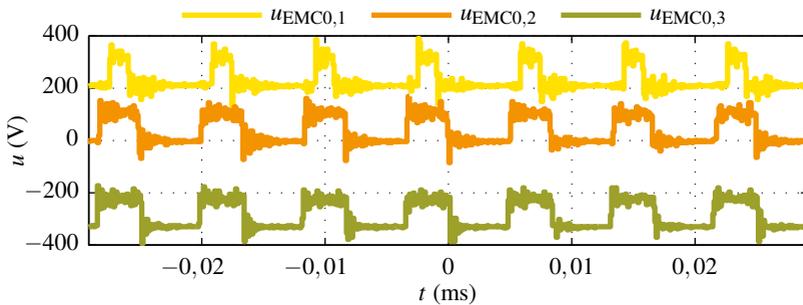
## 4.5 Messergebnisse

### Split-Carrier Modulator - Leerlaufmessung

Neben den vorgestellten Simulationen wurden zusätzliche Messungen am MMPMC-Prototyp (vgl. Kap. 5) durchgeführt, um die Ergebnisse der Simulation auch in Realität zu bestätigen. Hierfür wurde zunächst der Betrieb des MMPMC im Leerlauf untersucht. Analog zu den Sollwerten der Simulation wurde dazu bei einer Zwischenkreisspannung von 650 V ein dreiphasiges Drehspannungssystem mit einer Frequenz von 50 Hz und einer Amplitude von 300 V am Ausgang des MMPMC erzeugt. Die Modulationsfrequenz betrug ebenfalls  $f_{EMC} = 120 \text{ kHz}$ . Da der Verlauf der Ausgangsspannung unabhängig vom verwendeten Sortierverfahren ist, wird auf die Darstellung der Verläufe der einfachen sowie der vollständigen Sortierung an dieser Stelle verzichtet. Die gemessenen Verläufe der dreiphasigen Ausgangsspannungen  $u_{EMC0,x}$  bei kom-



(a) Verlauf der gemessenen MMPMC-Ausgangsspannungen



(b) Vergrößerte Darstellung der gemessenen MMPMC-Ausgangsspannungen

Abbildung 4.17: Verlauf der Ausgangsspannungen  $u_{EMC0,x}$  des MMPMC im Leerlauf bei kombinierter Sortierung.

biniertes Sortierung sind jedoch in Abb. 4.17 dargestellt. Abb. 4.17(a) zeigt den Verlauf über zwei Perioden der Ausgangsspannungen  $u_{EMC0,x}$ . Der Index Null kennzeichnet dabei, dass die Ausgangsspannungen hier gegen den Mittelpunkt des Zwischenkreises gemessen werden (vgl. Abb. 4.4). Abb. 4.17(b) zeigt zudem den vergrößerten Zeitverlauf der Ausgangsspannungen über sieben Modulationsperioden. Wie zu erkennen ist, werden die sieben Ausgangsspannungsstufen des MMPMC auch am realen Prüfstand präzise erzeugt, was die Ergebnisse der Simulation bestätigt.

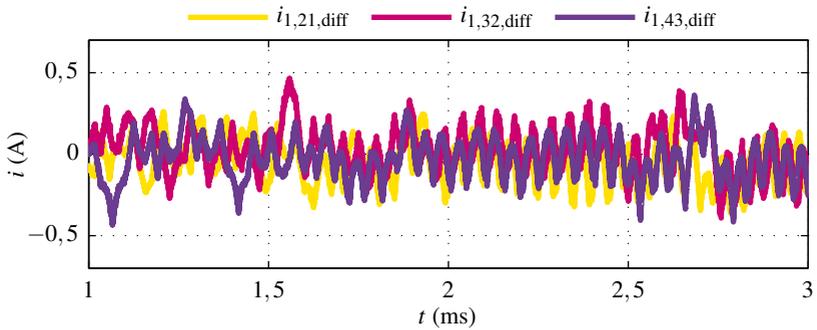
In Abb. 4.18 sind zudem exemplarisch die Verläufe von drei Differenzströmen  $i_{y(y-1),diff}$  der ersten Phase des MMPMC dargestellt. Das Diagramm zeigt, dass die Unterschiede der Differenzströme am realen Prüfstand für die

| $n$         | $f_{s,vollst}/\text{kHz}$ | $f_{s,einfach}/\text{kHz}$ | $f_{s,komb}/\text{kHz}$ | $f_{s,DSM}/\text{kHz}$ |
|-------------|---------------------------|----------------------------|-------------------------|------------------------|
| 1           | 33,35                     | 20,00                      | 21,29                   | 19,93                  |
| 2           | 33,02                     | 20,04                      | 21,55                   | 19,81                  |
| 3           | 33,71                     | 20,11                      | 21,72                   | 20,72                  |
| 4           | 34,15                     | 19,95                      | 21,35                   | 19,42                  |
| 5           | 33,86                     | 20,09                      | 21,82                   | 20,58                  |
| 6           | 34,12                     | 20,06                      | 21,81                   | 20,34                  |
| $\Sigma$    | 202,21                    | 120,25                     | 129,54                  | 120,8                  |
| $\emptyset$ | 33,70                     | 20,04                      | 21,59                   | 20,13                  |

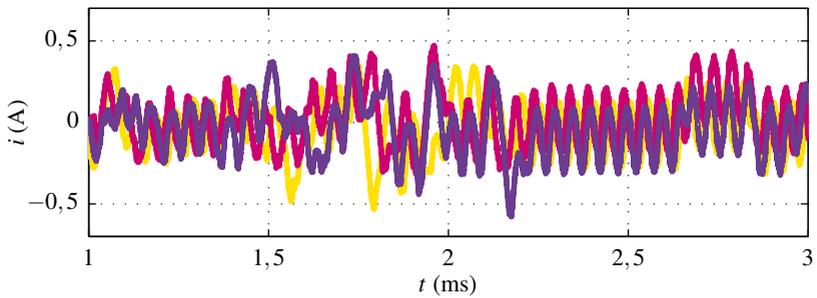
Tabelle 4.3: Gegenüberstellung der gemessenen mittleren Schaltfrequenzen der verschiedenen Sortier- und Modulationsverfahren bei einer Modulationsfrequenz von  $f_{EMC} = 120\text{kHz}$ .

einzelnen Sortierverfahren geringer sind als in der Simulation. Dies ist auf die Genauigkeit und Auflösung der Differenzstrommessung sowie deren begrenzte Bandbreite zurückzuführen (vgl. Kap 5.1). Nichtsdestotrotz können auch hier die Simulationsergebnisse bestätigt werden. Die vollständige Sortierung weist auch am realen Prüfstand die im Mittel geringsten Differenzströme auf, wohingegen die einfache Sortierung die höchsten Differenzströme zeigt. Die kombinierte Sortierung verursacht demgegenüber ähnliche Differenzstromverläufe wie die einfache Sortierung. Allerdings sind die Maximalwerte der Differenzströme im Vergleich zu Abb. 4.18 (b) im Fall der kombinierten Sortierung aus Abb. 4.18 (c), wie erwartet, reduziert. Die Differenzströme der kombinierten Sortierung sind hier auf maximal 0,5 A begrenzt. Dadurch konnte ein Sättigen der flusskompensierten Drosseln zuverlässig verhindert werden.

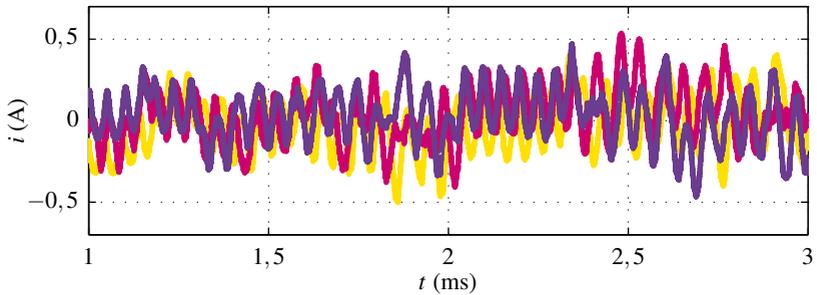
Darüber hinaus sind in Tab. 4.3 die gemessenen mittleren Schaltfrequenzen der verschiedenen Modulationsverfahren zusammengestellt. Auch hier bestätigen die Werte der Messungen die Ergebnisse der Simulation weitestgehend. Es fällt jedoch besonders im Fall der kombinierten Sortierung auf, dass die durchschnittlichen Schaltfrequenzen am realen Prüfstand um über 1,5 kHz höher sind als in der Simulation (vgl. Tab. 4.2). Dies kann auf die fertigungsbedingten Parameterunterschiede der flusskompensierten Drosseln sowie die Ungenauigkeiten der Differenzstrommessung zurückgeführt werden.



(a) Differenzströme bei vollständiger Sortierung



(b) Differenzströme bei einfacher Sortierung



(c) Differenzströme bei kombinierter Sortierung

Abbildung 4.18: Messtechnische Gegenüberstellung der Differenzströme der drei verschiedenen Sortierverfahren.

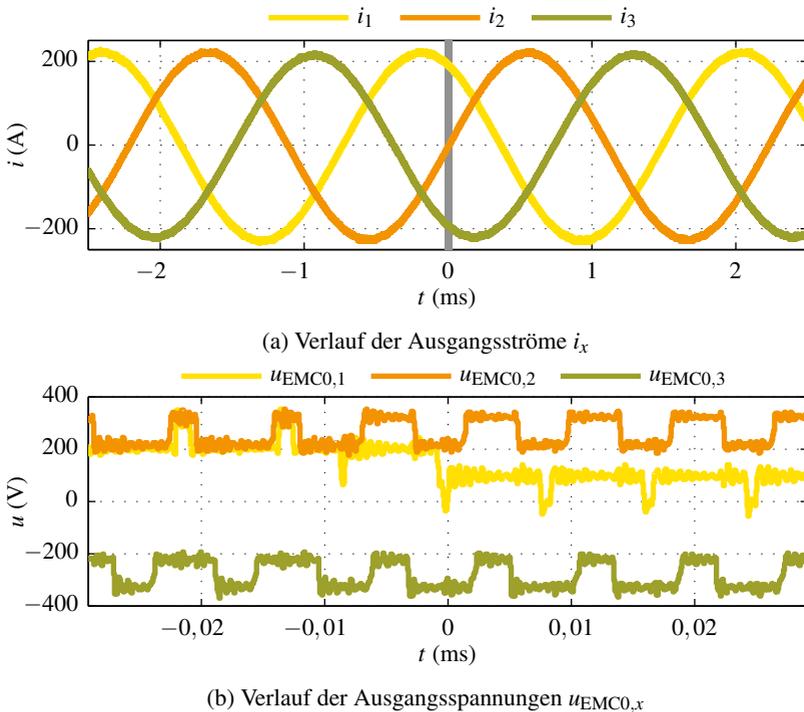


Abbildung 4.19: Verlauf der Ausgangsströme  $i_x$  sowie der Ausgangsspannungen  $u_{EMC0,x}$  beim Betrieb des MMPMC an einer passiven RL-Last.

### Split-Carrier Modulator - Messung an RL-Last

Zusätzlich zu den Leerlaufmessungen wurde der MMPMC unter Last betrieben. Abb. 4.19 (a) zeigt eine Messung an einer passiven RL-Last mit einem ohmschen Widerstand von  $10 \text{ m}\Omega$  sowie einer Induktivität von  $500 \text{ }\mu\text{H}$ .

An dieser Last wurde ein Drehspannungssystem mit einer Frequenz von  $450 \text{ Hz}$  erzeugt und der Laststrom auf einen Spitzenwert von  $220 \text{ A}$  eingeregelt. Der Verlauf der MMPMC-Ausgangsspannungen für den in Grau eingetragenen Bereich des Ausgangsstroms ist in Abb. 4.19 (b) vergrößert dargestellt. Wie zu erkennen ist, ist der Strom der zweiten Phase zu diesem Zeitpunkt gerade in seinem Nulldurchgang, wohingegen die Ströme der ersten und dritten Phase in

der Nähe ihrer Maxima sind. Trotzdem sind die Ausgangsspannungsstufen des MMPMC in allen drei Phasen deutlich ausgebildet und weisen trotz der unterschiedlichen Belastung keine lastabhängigen Unterschiede auf. Die Näherung, dass der MMPMC das Verhalten einer Spannungsquelle mit vernachlässigbarem Innenwiderstand aufweist, konnte somit auch am Prototypen bestätigt werden. Resultierend konnte damit auch am Prototypen gezeigt werden, dass der MMPMC die Anforderungen an einen Emulationsumrichter im Hinblick auf eine variable Ausgangsspannung, einen geringen Innenwiderstand, eine hohe Modulationsfrequenz sowie den geringen Oberschwingungsgehalt aufgrund der Multilevelspannung erfüllt. Darüber hinaus konnte durch die Messungen an einem MMPMC mit sechs Zweigen gezeigt werden, dass die Skalierbarkeit des Ausgangsstroms auch in der Praxis genutzt werden kann. Es konnte zudem nachgewiesen werden, dass die gleichmäßige Aufteilung des Laststroms durch einen Sortieralgorithmus möglich ist und hierfür lediglich die Differenzströme der flusskompensierten Drosseln gemessen werden müssen.

### Direkte Selbst-Modulation - Leerlaufmessung

Nachdem die Funktionsweise des MMPMC sowie der Sortierverfahren grundsätzlich nachgewiesen ist, wird zum Abschluss dieses Kapitels die direkte Selbst-Modulation am realen Prüfstand untersucht. Abb. 4.20 zeigt den Verlauf der MMPMC-Ausgangsspannungen  $u_{EMC0,x}$  für den Betrieb des Umrichters bei DSM. Die Amplitudensollwerte der sinusförmigen Ausgangsspannungen werden erneut gesteuert im Leerlauf vorgegeben und betragen 300 V bei einer Frequenz von 50 Hz. Der Regelkreis der DSM wird identisch zur Simulation mit einer Frequenz von  $f_{DSM} = 1,5 \text{ MHz}$  berechnet. Dies entspricht ebenfalls der Abtastrate des A/D-Wandlers über den die MMPMC-Ausgangsspannung gemessen wird (vgl. Kap. 5.2.1).

In Abb. 4.20 (a) ist der gemessene Verlauf über zwei Perioden der Ausgangsspannungen  $u_{EMC0,x}$  aufgetragen. Abb. 4.20 (b) zeigt zudem den vergrößerten Verlauf der Ausgangsspannungen, um die einzelnen Modulationsperioden erkennen zu können. Analog zur Simulation ist auch hier die variable Dauer einer Modulationsperiode deutlich zu erkennen. Allerdings fällt bei genauer Betrachtung auf, dass die Modulationsfrequenz der Ausgangsspannungen zu keiner Zeit mehr als 60 kHz beträgt. Als Ursache hierfür konnte die Totzeit des A/D-Wandlers (vgl. Kap. 5.2), die begrenzte Bandbreite der analogen Signalverarbeitung der Spannungsmessung sowie die Totzeit des Stromrichters beim Einschalten der IGBTs identifiziert werden. Diese Totzeiten betragen zusammen mit der ohnehin vorhandenen Totzeit des Sortieralgorithmus von  $T_{DSM} = 667 \text{ ns}$

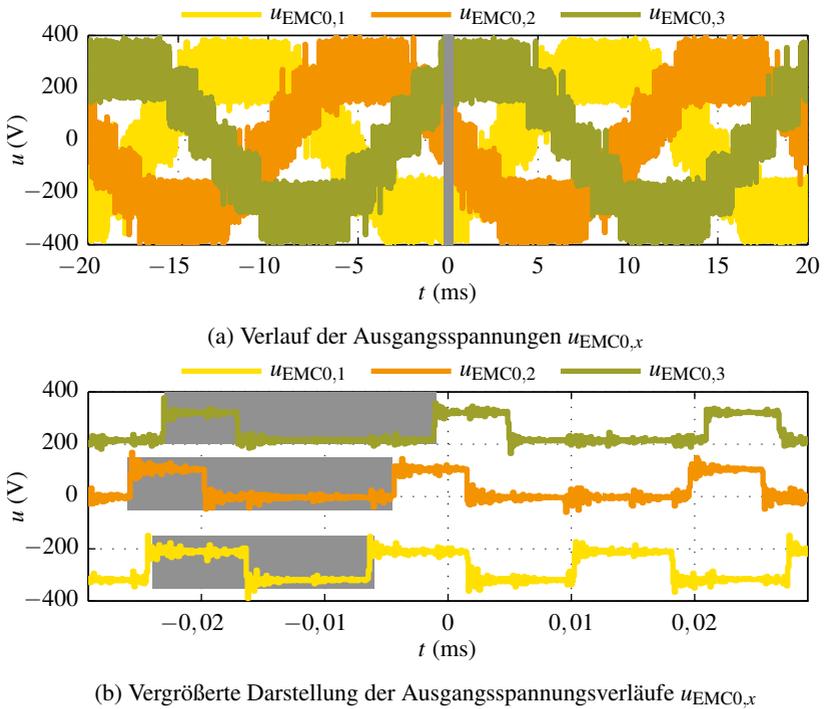


Abbildung 4.20: Verlauf der Ausgangsspannungen  $u_{EMC0,x}$  bei Betrieb des MMPMC-Prototyps mit direkter Selbst-Modulation.

nahezu  $4 \mu\text{s}$ , was ca. 50 % der gewünschten mittleren Modulationsperiode von  $T_{EMC} = 8,335 \mu\text{s}$  entspricht [S1]. Die Totzeiten der Signalverarbeitung limitieren daher unabhängig vom Schwellwert für den Fehler der Spannungszeitfläche die maximale Modulationsfrequenz der direkten Selbst-Modulation. Des Weiteren weichen die gemessenen Schaltfrequenzen aus Tab. 4.3 sehr stark von den Schaltfrequenzen der Simulation aus Tab. 4.2 ab. Dies ist ebenfalls auf die reduzierte Modulationsfrequenz zurückzuführen. Aufgrund der niedrigen Modulationsfrequenz werden sehr viele vollständige Sortierungen benötigt, um die Differenzströme innerhalb ihrer zulässigen Grenzen zu halten. Die direkte Selbst-Modulation erfüllt am Prüfstand daher zwar die Anforderung hinsichtlich der präzisen Umsetzung der Gegenspannung, diese kann jedoch aufgrund

der Einschränkungen der aktuell verwendeten Messtechnik nur bei stark reduzierter Dynamik bzw. Modulationsfrequenz genutzt werden.

Die maximale Modulationsfrequenz der direkten Selbst-Modulation beträgt circa die Hälfte der Modulationsfrequenz der Split-Carrier basierten Modulation. Aus diesem Grund wird für die Messungen am aktuellen PHIL-Prüfstand standardmäßig die kombinierte Sortierung in Verbindung mit dem Split-Carrier basierten Modulationsverfahren eingesetzt. Wie in Kap. 6.2 gezeigt werden wird, muss die Modulationsfrequenz der DSM zunächst weiter gesteigert werden, bevor sich deren prinzipielle Vorteile am Prüfstand nutzen lassen.

# 5

## Versuchsaufbau

In den nachfolgenden Abschnitten wird auf den Hardwareaufbau und die Dimensionierung des PHIL-Prüfstands eingegangen. Dieser besteht im Wesentlichen aus dem Leistungsteil zur Nachbildung des Leistungsflusses und dem Echtzeit-Signalverarbeitungssystem zur Berechnung des Maschinenmodells sowie zur Ansteuerung des MMPMC. Das Ersatzschaltbild des gesamten PHIL-Prüfstands ist in Abb. 5.1 dargestellt. Das Ziel des Aufbaus ist die Emulation einer typischen permanentmagneterregten Synchronmaschine für ein Elektrofahrzeug, um die Machbarkeit des Emulationskonzepts in einem relevanten Leistungsbereich nachzuweisen. Der Versuchsaufbau wird zudem durch einen konventionellen Referenzprüfstand vervollständigt. Der darin enthaltene DUT-Umrichter kann ohne Veränderungen der Soft- oder Hardware sowohl an der realen Maschine als auch am PHIL-Prüfstand betrieben werden. Dadurch ermöglicht der Versuchsaufbau gleichbleibende, reproduzierbare Messergebnisse zur Bewertung der PHIL-Emulation im Vergleich zur realen Maschine.

### 5.1 PHIL-Leistungsteil

Der Leistungsteil des PHIL-Prüfstands besteht im Wesentlichen aus den vier Komponenten: Kopplungsnetzwerk, Emulationsumrichter, Potentialtrennung und einem aktiven Netzstromrichter - Active Front End (AFE) zur Anbindung an das 400 V-Drehstromnetz. Diese vier Komponenten werden im Folgenden vorgestellt und auf deren Auslegung, den Aufbau und die Verschaltung eingeg-

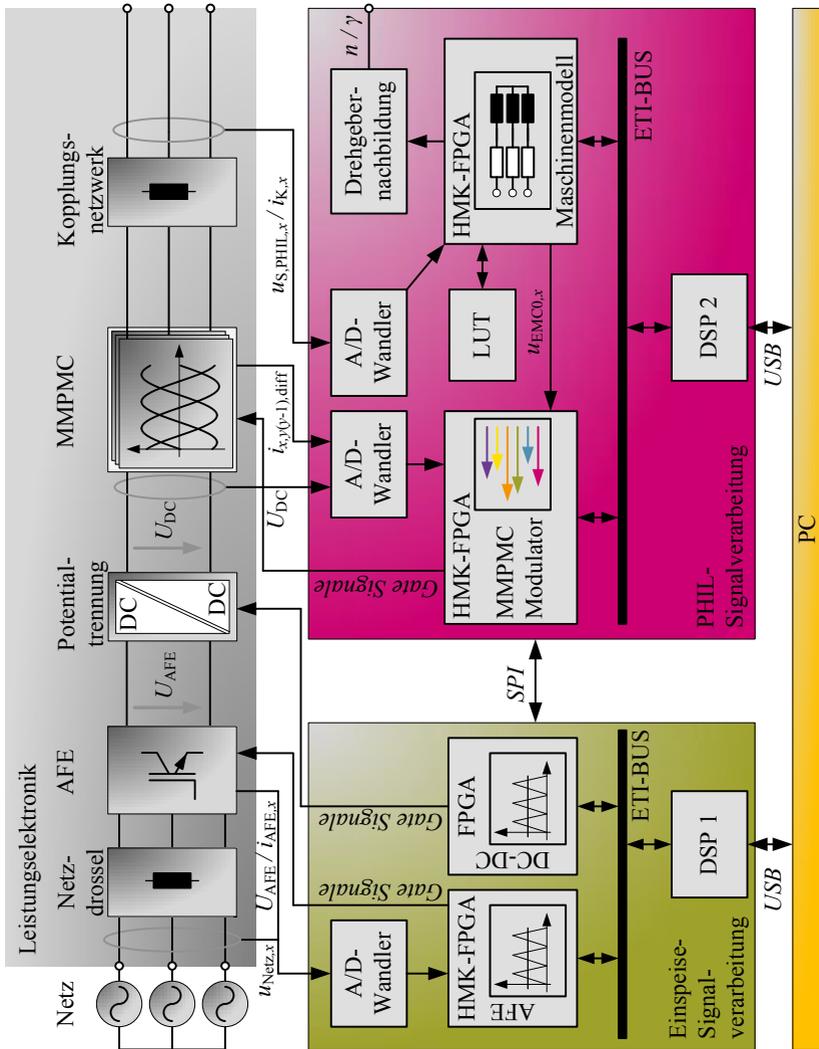


Abbildung 5.1: Der PHIL-Prüfstand besteht neben dem Leistungsteil (grau) im Wesentlichen aus der PHIL-Signalverarbeitung (magenta), der Steuerung für die Netzeinspeisung und für die Potentialtrennung (grün) sowie dem Steuer PC (orange).

gangen. Der gesamte Leistungsteil wird darüber hinaus auf eine Ausgangsleistung von  $P_{N,PHIL} = 100\text{kW}$  bei einer Ausgangsspannung von  $U_{N,PHIL} = 400\text{V}$  ausgelegt. Der maximal zulässige Ausgangsstrom soll  $I_{N,PHIL} = 160\text{A}$  betragen.

### 5.1.1 Modularer-Multiphasen-Multilevel Umrichter

Als Emulationsumrichter kommt der in Kap. 4 vorgestellte Modulare-Multiphasen-Multilevel Umrichter zum Einsatz [S1–S3]. Das Ersatzschaltbild des aufgebauten MMPMC entspricht daher Abb. 4.4. Der Leistungsteil des MMPMC basiert auf dem am Institut entwickelten Einplatinenstromrichter (EPSR) [E6]. Dieser besteht aus einer Drehstrombrückenschaltung, der zugehörigen Ansteuerlogik sowie Messtechnik und ist als Einschub für einen 19“-Baugruppenträger konstruiert. Dadurch kann ein sehr modularer Aufbau erreicht werden. Ein Bild des EPSR ist in Abb. 5.2 (a) dargestellt. Der EPSR basiert auf dem FS75R12KT4\_B15 IGBT-Modul von Infineon [D2] und ermöglicht in der aktuellen Ausführung bei einer maximalen Zwischenkreisspannung von  $U_{DC} = 800\text{V}$  und einer maximalen Taktfrequenz von  $f_S = 20\text{kHz}$  einen Ausgangsstrom von  $I_{xy} = 30\text{A}$ . Um eine Ausgangsleistung von  $P_{N,PHIL} = 100\text{kW}$  zu erreichen, wird der MMPMC entsprechend aus  $n = 6$  Zweigen pro Phase aufgebaut, wodurch sich eine siebenstufige Ausgangsspannung ergibt. Durch die Auslegung der einzelnen Halbbrücken auf eine Taktfrequenz von  $f_S \approx 20\text{kHz}$  kann dabei eine resultierende Modulationsfrequenz von  $f_{EMC} = 120\text{kHz}$  erreicht werden. Da der MMPMC dreiphasig ausgeführt wird, kommen entsprechend sechs EPSR innerhalb des MMPMC zum Einsatz.

#### Flusskompensierte Drosseln

Neben den Halbleitern werden für den MMPMC flusskompensierte Drosseln zum Aufbau der Cyclic Cascade benötigt. Diese Drosseln sollten so dimensioniert werden, dass sie über eine möglichst hohe Hauptinduktivität  $L_h$  verfügen, um die Kreisströme im Spannungsteiler zu minimieren. Als weiteres Auslegungskriterium sollten die Drosseln eine vernachlässigbare Streuinduktivität  $L_\sigma$  aufweisen, sodass der MMPMC das Verhalten einer Spannungsquelle erhält (vgl. Kap. 4). Aus diesem Grund wurden die Drosseln aus zwei gestapelten Vitroperm 500F Ringbandkernen vom Typ L2130 - W587 [D3] der Vacuumschmelze aufgebaut. Das Vitroperm Material erlaubt eine sehr hohe Sättigungsflussdichte  $B_{L,max}$  sowie geringe Kernverluste bei hohen Frequenzen. Dadurch kann eine sehr kompakte Baugröße der Drossel erreicht werden.

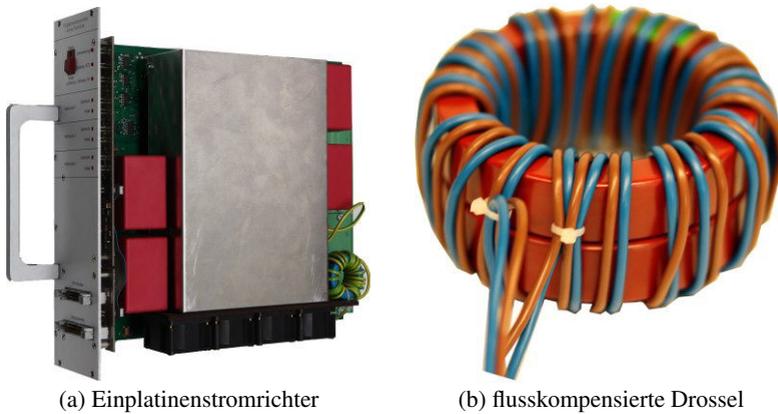


Abbildung 5.2: Bild des Einplatinenstromrichters sowie der flusskompensierten Drossel des MMPMC.

Außerdem erlaubt der Ringkern eine gute Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung. Der Nachteil dieses Materials ist jedoch, dass es starken Fertigungstoleranzen unterliegt und die magnetischen Leitwerte  $A_{L,xy}$  der Kerne stark variieren (vgl. Tab. 5.1). Aus diesem Grund werden die Kerne zunächst vermessen und sortiert, um möglichst gleiche Drosseln aufzubauen [S3]. Auf die Dimensionierung der Drosseln wird im Folgenden kurz eingegangen.

### Dimensionierung

Die flusskompensierten Drosseln sollen auf einen Betrieb des Umrichters bei einer maximalen Zwischenkreisspannung des MMPMC von  $U_{DC} = 800\text{ V}$  und einer mittleren Taktfrequenz der Zweighalbleiter von  $f_S \approx 20\text{ kHz}$  ausgelegt werden. Darüber hinaus sollen die Drosseln einen maximalen Gleichtaktstrom von  $i_{LCM,xy,max} = 0,7\text{ A}$  führen können. Sämtliche für die Drosselauslegung relevanten Daten eines Doppelkerns sind in Tab. 5.1 zusammengestellt. Unter Berücksichtigung der Auslegungskriterien ergibt sich für die Anzahl der Windungen pro Wicklung:

$$w_{L,xy} = \left\lceil \frac{B_{L,max} \cdot A_{KL}}{A_{L,xy} \cdot i_{LCM,xy,max}} \right\rceil = 21 \quad (5.1)$$

| Parameter                          | Wert   |
|------------------------------------|--|
| Taktfrequenz                       | $f_S = 20 \text{ kHz}$                                 |
| Zwischenkreisspannung              | $U_{DC} = 800 \text{ V}$                               |
| Kernquerschnitt                    | $A_{KL} = 2 \cdot 274 \text{ mm}^2$                    |
| maximale Sättigungsflussdichte     | $B_{L,max} = 1 \text{ T}$                              |
| magnetischer Leitwert (Datenblatt) | $12,3 \mu\text{H} \leq A_{L,xy} \leq 23,8 \mu\text{H}$ |
| magnetischer Leitwert (gemessen)   | $A_{L,xy} = 2 \cdot 19 \mu\text{H}$                    |
| zulässiger Differenzstrom          | $i_{LCM,xy,max} = 0,7 \text{ A}$                       |

Tabelle 5.1: Parameter für die Auslegung der flusskompensierten Drosseln des MMPMC.

Für die Hauptinduktivität  $L_{h,xy}$  der aufgebauten Drosseln folgt somit:

$$L_{h,xy} = w_{L,xy}^2 \cdot A_{L,xy} = 16,8 \text{ mH} \quad (5.2)$$

Da im Betrieb immer mindestens zwei Wicklungen in Reihe liegen, ergibt sich mit den Daten aus Tab. 5.1 für den Betrieb des Umrichters ein maximal zu erwartender Gleichtaktstrom von:

$$i_{LCM,xy} = \frac{U_{DC}}{2 \cdot L_{h,xy} \cdot f_S} = 0,6 \text{ A} \quad (5.3)$$

Darüber hinaus werden die Drosseln für einen Gegentaktstrom von  $i_{LDM,xy} = 30 \text{ A}$  ausgelegt, weshalb die Wicklungen mit einem Kupferquerschnitt von  $q_{L,xy} = 6 \text{ mm}^2$  ausgeführt werden. Die Isolierung des Kabels isoliert dabei die Primär- und Sekundärwicklung gegeneinander. Das Bild einer flusskompensierten Drossel findet sich in Abb. 5.2 (b). Die aufgebauten Drosseln haben eine gemessene Streuinduktivität von lediglich  $L_{\sigma,xy} = 8 \mu\text{H}$ .

### Verschaltung

Zum Aufbau der Cyclic Cascade können einer MMPMC-Phase  $x$  grundsätzlich beliebige Halbbrücken der sechs EPSR zugeordnet werden. Es ist jedoch vorteilhaft, jede Halbbrücke eines EPSR einer anderen Phase zuzuordnen. Dadurch ist jeder EPSR an der Erzeugung des gesamten Drehstromsystems am Ausgang des MMPMC beteiligt. Dies führt wiederum zu einem konstanten Leistungsfluss innerhalb der Zwischenkreise der EPSR. Dadurch können pulsierende Ströme auf den Zwischenkreisen der EPSR sowie Ausgleichvorgänge zwischen den Teilumrichtern minimiert werden.

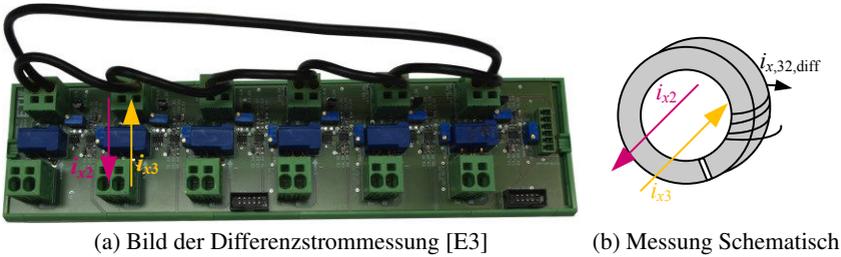


Abbildung 5.3: Bild der Differenzstrommessung zwischen den einzelnen Zweigen des MMPMC. Die gemessenen Differenzen entsprechen den Gleichtaktströmen der flusskompensierten Drosseln.

### Differenzstrommessung

Grundsätzlich können sowohl die Phasenströme  $i_{xy}$  als auch die Differenzströme  $i_{x,y(y-1),diff}$  zur Modulation des MMPMC verwendet werden (vgl. Kap. 4.3). Die interne Strommessung des EPSR ist jedoch auf den gesamten Zweigstrom von  $\pm 93,75 \text{ A}$  ausgelegt. Die Auflösung beträgt aufgrund des A/D-Wandlers (vgl. Kap. 5.2.1):

$$\frac{2 \cdot 93,75 \text{ A}}{2^{12} \text{ bit}} \approx 45 \text{ mA / bit} \quad (5.4)$$

Darüber hinaus muss die Genauigkeit der Strommessung zusätzlich berücksichtigt werden. Diese beträgt beim verwendeten Stromwandler LEM LA 100-P [D4] in Verbindung mit der analogen Signalvorverarbeitung ca. 0,5 % des Messbereichsendwerts. Die Genauigkeit der EPSR Strommessung ist daher lediglich:

$$G_{I,EP\text{SR}} \approx 0,5 \% \cdot 93,75 \text{ A} \approx 469 \text{ mA} \quad (5.5)$$

Da die zulässigen Differenzströme im Vergleich zum gesamten Laststrom sehr klein sind und die flusskompensierten Drosseln bereits bei einem Differenz- bzw. Gleichtaktstrom von  $i_{LCM,xy,max} = 0,7 \text{ A}$  sättigen, kann diese Strommessung nicht für die Messung der Zweigströme innerhalb der Modulation verwendet werden. Aus diesem Grund wird der MMPMC mit einer direkten Differenzstrommessung ausgestattet. Diese ermöglicht eine zuverlässige Messung und Sortierung der Differenzströme [S1]. Für die direkte Differenzstrommessung wird der CAS 6-NP von LEM verwendet [D5]. Dieser Stromwandler

verfügt über einen nominalen Messbereich von  $\pm 6\text{ A}$  und eine Bandbreite von  $\text{BW}_{3\text{dB}} = 300\text{ kHz}$ . Ein Bild der aufgebauten Differenzstrommessung ist in Abb. 5.3 (a) dargestellt. Der Stromwandler wird dabei direkt zur Subtraktion der Zweigströme verwendet (siehe Abb. 5.3 (b)). Dadurch ergibt sich eine Auflösung der Differenzströme von:

$$\frac{2 \cdot 6\text{ A}}{2^{12}\text{ bit}} \approx 2,93\text{ mA/bit} \quad (5.6)$$

Die Genauigkeit der Strommessung kann bei diesem Stromwandler inklusive der analogen Signalvorverarbeitung mit ca. 0,8 % des Messbereichsendwerts abgeschätzt werden [D5]. Für die Genauigkeit folgt daher:

$$G_{\text{I,Diff}} \approx 0,8\% \cdot 6\text{ A} \approx 48\text{ mA} \quad (5.7)$$

Wie anhand dieser Werte zu erkennen ist, konnte die Genauigkeit der Strommessung durch die direkte Bestimmung der Differenzströme um etwa das Zehnfache gesteigert werden. Des Weiteren werden die Verbindungen der flusskompensierten Drosseln zur Cyclic Cascade ebenfalls direkt auf der Platine der Differenzstrommessung angebracht (vgl. Abb. 5.3 (a)).

### 5.1.2 Kopplungsnetzwerk

Obwohl das Kopplungsnetzwerk lediglich aus einphasigen Drosseln besteht, ist es dennoch eine zentrale Komponente des PHIL-Prüfstands, die die erreichbare Genauigkeit der Maschinenemulation maßgeblich bestimmt. Die Anforderungen an die Kopplungsinduktivitäten sind daher vielfältig. Aufgrund der Modellbildung müssen die Kopplungsinduktivitäten in allen drei Phasen identisch sein und ein lineares Verhalten aufweisen (vgl. Kap. 3.2). Darüber hinaus integriert die Induktivität  $L_K$  die vom DUT sowie EMC angelegte Spannungszeitfläche zum Strom  $i_K$ , welcher dem realen Maschinenstrom  $i_S$  entsprechen muss. Die Ausgangsspannung des Emulationsumrichters muss dafür in Abhängigkeit des Schaltzustands des DUT berechnet und präzise eingestellt werden. Der Sollwert der Gegenspannung hat dabei einen unstetigen Verlauf (vgl. Kap. 2.2).

Bei der Erzeugung der Gegenspannung entstehen prinzipbedingt Fehlspannungszeitflächen, die zu einem fehlerhaften Verlauf des Stroms  $i_K$  führen. Aufgrund der getakteten Multilevelausgangsspannung des MMPMC kann die geforderte Gegenspannung nicht exakt, sondern lediglich als Kurzzeitmittelwert über eine Modulationsperiode  $T_{\text{EMC}}$  eingestellt werden (vgl. Kap. 4).

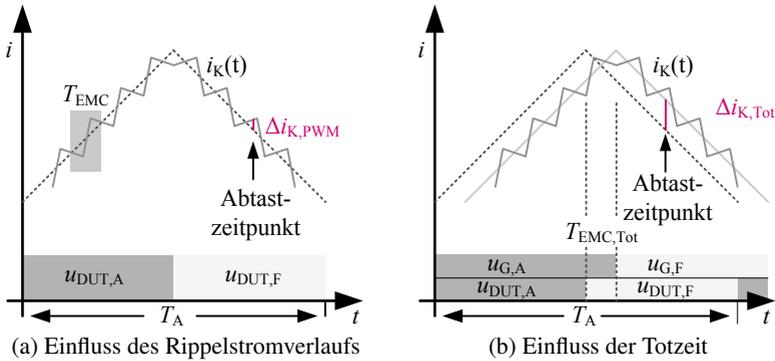


Abbildung 5.4: Einfluss des Ripplestromverlaufs sowie der Totzeit des EMC auf die Genauigkeit der PHIL-Emulation.

Abb. 5.4 (a) illustriert den daraus resultierenden Stromverlauf  $i_K$ . Durch die geschaltete Ausgangsspannung ist der Strom  $i_K$  von einem zusätzlichen Rippel überlagert und entspricht lediglich im Mittel dem tatsächlichen Stromverlauf der realen Maschine. Da der PHIL-Prüfstand keine Kommunikationsschnittstelle zum DUT hat und daher völlig unabhängig und asynchron zum DUT-Umrichter betrieben wird, können sich die Stromverläufe zum Abtastzeitpunkt des DUT um den Strom  $\Delta i_{K,PWM}$  unterscheiden. Der Fehler durch das Takten des EMC wird bei einem Aussteuergrad der taktenden Stufe des MMPMC von  $a_{MMPMC,x} = 0,5$  maximal. Unter Vernachlässigung der Flussspannungen der Leistungshalbleiter und der ohmschen Spannungsabfälle kann der maximale Fehler in Abhängigkeit der Stufenspannung  $U_n$  des MMPMC über folgende Gleichung abgeschätzt werden:

$$\Delta i_{K,PWM,max} = \frac{1}{L_K} \cdot \frac{U_n}{2} \cdot \frac{T_{EMC}}{2} \quad (5.8)$$

Des Weiteren treten durch die Modulation sowie die Signalverarbeitung des PHIL-Prüfstands Totzeiten  $T_{EMC,Tot}$  bei der Erzeugung der Gegenspannung auf. Diese führen beim Umschalten des DUT-Umrichters von einem aktiven in einen Freilaufzustand ebenfalls zu einem verfälschten Verlauf des Drosselstroms  $i_K$ . Abb. 5.4 (b) veranschaulicht den Einfluss dieser Totzeit. Im Umschaltzeitpunkt des DUT liegt für die Dauer  $T_{EMC,Tot}$  die für einen aktiven Zustand berechnete Gegenspannung  $u_{G,A}$  am Kopplungsnetzwerk an, obwohl der DUT bereits

einen Freilaufzustand an den Emulator angelegt hat. Der Fehler des Stromverlaufs hängt dabei von den Unterschieden der Sollwerte der Gegenspannung und damit von der zu emulierenden Induktivität ab. Der Maximalwert dieser Abweichung wird über die maximale Totzeit  $T_{EMC,Tot}$  der Gegenspannungserzeugung sowie die maximal über der Kopplungsinduktivität auftretende Spannung bestimmt und kann über folgende Gleichung abgeschätzt werden:

$$\Delta i_{K,Tot,max} = \frac{1}{L_K} \cdot \frac{U_{DC} + U_{ZK,DUT}}{3} \cdot T_{EMC,Tot} \quad (5.9)$$

Um die fehlerhaften Stromänderungen  $\Delta i_K$  zu minimieren, wäre daher eine sehr große Kopplungsinduktivität  $L_K$  wünschenswert (vgl. (5.8), (5.9)). Dadurch würde der Strom  $i_K$  trotz etwaiger Fehlspannungszeitflächen dem gewünschten Verlauf sehr präzise folgen und jederzeit durch den DUT-Umrichter korrekt abgetastet. Eine zu kleine Kopplungsinduktivität würde demgegenüber zu starken Abweichungen des Stromverlaufs durch Fehlspannungszeitflächen führen, wodurch der DUT-Umrichter fehlerhafte Stromverläufe abtasten würde.

Der PHIL-Prüfstand muss jedoch gleichzeitig in der Lage sein, die maximale Stromänderung der realen Maschine  $\frac{\Delta i_{S,max}}{\Delta t}$  nachzubilden. Diese wird durch die nichtlinearen Maschinenparameter, den aktuellen Betriebspunkt der Maschine sowie die Zwischenkreisspannung des DUT-Umrichters  $U_{ZK,DUT}$  bestimmt. Die Dynamik der möglichen Stromänderungen am PHIL-Prüfstand  $\frac{\Delta i_{K,max}}{\Delta t}$  kann demgegenüber bei gegebenem DUT nur durch die Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  des Emulationsumrichters sowie durch die verwendete Kopplungsinduktivität  $L_K$  beeinflusst werden. Für eine maximale Dynamik des PHIL-Prüfstands ist deshalb eine möglichst hohe Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  bzw. geringe Kopplungsinduktivität  $L_K$  wünschenswert.

Die Auslegung der Kopplungsinduktivität stellt somit immer einen Kompromiss zwischen den Parametern der zu emulierenden Maschine, der zur Verfügung stehenden Zwischenkreisspannung des EMC sowie der Totzeit/Modulationsfrequenz bzw. der Genauigkeit der Gegenspannungserzeugung dar.

### Dimensionierung

Aufgrund der vielen Einflüsse des Betriebspunkts, der Maschinenparameter und der Auslegung des PHIL-Prüfstands ist eine genaue Bestimmung der idealen Induktivität  $L_K$  nicht möglich. Die Induktivität des Kopplungsnetzwerks sollte jedoch in der Größenordnung der Maschineninduktivitäten (vgl. Tab. 6.1) liegen.

Der PHIL-Prüfstand wird deshalb mit drei identischen, einphasigen Eisendrosseln ausgerüstet. Diese verfügen über zwei getrennte Wicklungssysteme und können je nach Verschaltung auf die folgenden gemessenen Werte eingestellt werden:

$$\begin{array}{ll} L_{K_a} = 1000 \mu\text{H} & \text{oder} & L_{K_b} = 500 \mu\text{H} \\ R_{K_a} = 17,5 \text{ m}\Omega & & R_{K_b} = 10 \text{ m}\Omega \end{array}$$

Der Einfluss der verschiedenen Kopplungsinduktivitäten auf die hier durchgeführte Maschinenemulation wird in Kap. 6.2 untersucht.

### 5.1.3 Potentialtrennung

Die Wicklungen einer elektrischen Maschine sind üblicherweise isoliert und somit potentialgetrennt in die Statornuten eingelegt. Um eine elektrische Maschine adäquat nachzubilden, muss die Einspeisung für den Zwischenkreis des Emulationsumrichters  $U_{DC}$  daher ebenfalls potentialgetrennt ausgeführt werden. Um Bauraum, Kosten und Gewicht zu sparen, wird im Rahmen dieser Arbeit anstatt eines Netztransformators ein Gegentaktdurchflusswandler mit geteiltem Zwischenkreis und Halbbrücken zur Ansteuerung aufgebaut [S1, 61, S4, S5]. Das Ersatzschaltbild des Gegentaktdurchflusswandlers ist in Abb. 5.5 dargestellt. Der Wandler besteht aus sechs identischen Teileinheiten. Diese werden direkt parallel geschaltet, um den Leistungsanforderungen des PHIL-Prüfstands gerecht zu werden. Darüber hinaus werden Mittelfrequenztransformatoren (MFTs) mit einem Übersetzungsverhältnis von 1:1 verwendet. Der Durchflusswandler wird zudem um die Reihenkapazitoren  $C_{Sk}$  erweitert. Diese bilden zusammen mit den Streuinduktivitäten  $L_{\sigma, \text{MFT}}$  der Transformatoren Reihenschwingkreise, wodurch die Halbbrücken stromlos umgeschaltet werden können. Dazu muss jedoch die Taktfrequenz der Wandler auf die Frequenz der Schwingkreise abgestimmt werden. Die Halbbrücken werden deshalb gesteuert mit einem festen Aussteuergrad von 50% betrieben. Die Ausgangsspannung des Wandlers  $U_{DC}$  ist entsprechend ungerichtet und wird durch die Eingangsspannung  $U_{AFE}$  des Wandlers bestimmt. Des Weiteren verändert sich die Ausgangsspannung  $U_{DC}$  lastabhängig um den Spannungsabfall am Transformator. Diese Änderung stellt jedoch kein Problem innerhalb des PHIL-Prüfstands dar. Die sechs Phasen des Durchflusswandlers werden ebenfalls aus Halbbrücken des EPSR aufgebaut. Dadurch werden jeweils zwei weitere EPSR auf der Primär- als auch auf der Sekundärseite benötigt. Die Transformatoren des Wandlers werden wie die flusskompensierten Drosseln aus Vitroperm 500F Kernen der Firma VAC gefertigt.

tigt. Allerdings kommen für die Transformatoren Kerne vom Typ L2130-W352 zum Einsatz [D6].

### Dimensionierung

Die Randbedingungen für die Dimensionierung der Transformatoren werden wie folgt festgelegt: Der Transformator soll bei einer maximalen Zwischenkreisspannung des MMPMC von  $U_{DC} = 800\text{V}$  und einer Taktfrequenz von  $f_{MFT} = 10\text{kHz}$  betrieben werden. Zusammen mit den Parametern des Kerns müssen für die Auslegung die Daten aus Tab. 5.2 berücksichtigt werden.

Aufgrund der angestrebten Taktfrequenz des MF-Transformators von  $f_{MFT} = 10\text{kHz}$  sowie der Ansteuerung durch eine Halbbrücke mit einem Aussteuergrad von 50% ergibt sich für die maximale Flussverkettung:

$$\Psi_{MFT,max} = \frac{U_{DC}}{4 \cdot f_{MFT}} \quad (5.10)$$

Dies führt wiederum zu einer Windungszahl  $w_{MFT}$  von:

$$w_{MFT} = \left\lfloor \frac{\Psi_{MFT,max}}{B_{MFT,max} \cdot A_{K,MFT}} \right\rfloor = 35 \quad (5.11)$$

Die Wicklungen des Transformators sind jeweils aus zwei parallelen  $5\text{ mm}^2$  HF-Litzen mit 630 Einzeldrähten á  $0,1\text{ mm}$  vom Typ Rupalit Classic aufgebaut [D7].

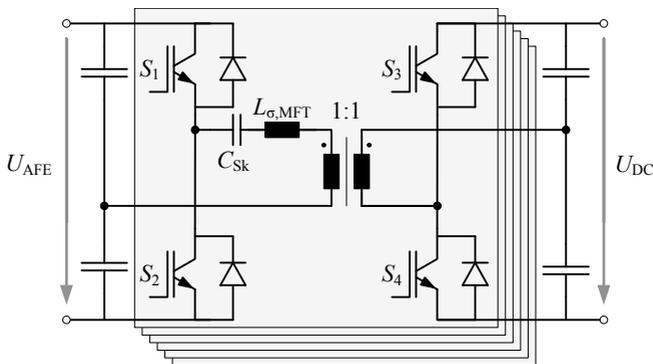


Abbildung 5.5: Gegentaktdurchflusswandler zur Potentialtrennung

| Parameter                      | Wert                                  |
|--------------------------------|---------------------------------------|
| Taktfrequenz                   | $f_{\text{MFT}} = 10 \text{ kHz}$     |
| Zwischenkreisspannung          | $U_{\text{DC}} = 800 \text{ V}$       |
| Kernquerschnitt                | $A_{\text{K,MFT}} = 285 \text{ mm}^2$ |
| Maximale Sättigungsflussdichte | $B_{\text{MFT,max}} = 1 \text{ T}$    |

Tabelle 5.2: Parameter für die Auslegung des MF-Transformators

Darüber hinaus wird eine Isolationsfolie zwischen der Primär- und Sekundärwicklung angebracht, um die Isolationsfestigkeit des Transformators zu gewährleisten. Der Lagenaufbau des Transformators wird so gestaltet, dass sich eine definierte Streuinduktivität von  $L_{\sigma,\text{MFT}} = 10 \mu\text{H}$  ergibt [S1, S4]. Als Schwingkreiskondensatoren werden Kondensatoren vom Typ GTOMM05200GC00 der Firma Wima eingesetzt [D8]. Diese haben eine Kapazität von  $C_{\text{Sk}} = 20 \mu\text{F}$  und eine maximal zulässige Wechselstrombelastung von 100 A. Dadurch ergibt sich eine Schwingkreisfrequenz von:

$$f_{\text{MF,res}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_{\text{Sk}} \cdot L_{\sigma,\text{MFT}}}} = 11,25 \text{ kHz} \quad (5.12)$$

Diese liegt bewusst höher als die Schaltfrequenz des Gegentaktdurchflusswandlers, um das weiche Schalten der IGBTs auch bei leichten Bauteilstreuungen der Transformatoren und Kondensatoren zu gewährleisten.

#### 5.1.4 Active Front End

Das Active Front End zur Netzanbindung wurde ebenfalls auf Basis des EPSR aufgebaut und dient dem Leistungsaustausch mit dem 400 V-Drehstromnetz. Das AFE wird analog zum MMPMC mit sechs parallelen EPSR ausgestattet [S1]. Diese werden mit einer Netzdrossel pro EPSR versehen und zwischenkreisseitig parallel geschaltet. Die Regelung des AFE entspricht dem Stand der Technik [40] und wird mit kaskadierten PI-Reglern in einem mit dem Netzwinkel rotierenden Koordinatensystem durchgeführt. Das AFE stellt dadurch eine konstante Zwischenkreisspannung  $U_{\text{AFE}}$  zur Verfügung. Aus dieser Zwischenkreisspannung wird wiederum der Gegentaktdurchflusswandler primärseitig versorgt. Da das AFE für den PHIL-Prüfstand lediglich eine Hilfskomponente ist, wird auf eine detailliertere Beschreibung verzichtet.

## 5.2 PHIL-Signalverarbeitung

Zur Messwerterfassung und Ansteuerung des PHIL-Prüfstands wurde im Rahmen dieser Arbeit das am Elektrotechnischen Institut (ETI) vorhandene digitale Signalprozessor (DSP)-System weiterentwickelt, um den Anforderungen im Hinblick auf die Echtzeit-Berechnung des Maschinenmodells sowie der Ansteuerung des MMPMC gerecht zu werden. Das ETI-DSP-System ist im Grundsatz ein modulares Signalverarbeitungssystem, das speziell auf die Steuerung und Regelung von leistungselektronischen Schaltungen optimiert ist. Es besteht aus einzelnen Einschubkarten, welche individuell je nach Anforderung zusammengestellt und in einen 19“ Baugruppenträger eingeschoben werden können. Der Baugruppenträger stellt die Versorgungsspannungen der Einschubkarten bereit und verfügt rückseitig über einen 16 bit Parallelbus, der als ETI-Bus bezeichnet wird. Der aufgebaute PHIL-Prüfstand besteht grundsätzlich aus zwei dieser ETI-DSP-Systeme, da die Signalverarbeitung des PHIL-Prüfstands funktional in zwei Teile aufgespalten werden kann. Der eine ist für die eigentliche Maschinenemulation zuständig. Der zweite Teil dient demgegenüber der Ansteuerung des AFEs zur Netzanbindung sowie des Gegentaktdurchflusswandlers zur Potentialtrennung (Abb. 5.1). Die beiden Signalverarbeitungen bestehen jedoch grundsätzlich aus den gleichen Komponenten. Diese werden im Folgenden kurz vorgestellt.

### 5.2.1 Komponenten

#### Digitaler Signalprozessor

Die Hauptkomponente des ETI-DSP-System ist dem Namen entsprechend die DSP-Karte [S6, S7]. Der DSP ist vom Typ TMS320C6748 der Firma Texas Instruments. Er arbeitet intern mit einem Takt von 456 MHz und erlaubt bis zu 2746 MFLOPS [D9]. Darüber hinaus wurde der DSP an einen 32 MB Synchronous Dynamic Random Access Memory (SDRAM) angebunden. Neben dem SDRAM ist das Speicherinterface des DSP zusätzlich mit dem ETI-Bus verbunden. Der DSP agiert dabei als Busmaster und bestimmt die Kommunikation mit den anderen Busteilnehmern. Außerdem verfügt die DSP-Karte über eine Universal Serial Bus (USB)-Schnittstelle zur Anbindung an einen Standard PC. Der DSP wird zudem vollautomatisch und modellbasiert mithilfe des Simulink-Coders programmiert. Dadurch können Simulink-Modelle automatisiert in C-Code übersetzt werden. Des Weiteren ruft der Simulink-Coder direkt den Compiler auf und erstellt die Boot-Datei für den DSP [19].



Abbildung 5.6: Fotografie der HMK mit angeschlossenem A/D-Wandler sowie des aufsteckbaren SRAM-Moduls.

### Monitorprogramm

Zur Steuerung sowie Überwachung des PHIL-Prüfstands wird ein Monitorprogramm auf Basis der Software LabVIEW von National Instruments eingesetzt [S8, S9]. Das Monitorprogramm wird auf einem Standard PC ausgeführt und kommuniziert über die USB-Schnittstelle mit den angeschlossenen DSPs. Es überträgt zu Beginn das auszuführende Programm an den DSP, um diesen zu booten, und erlaubt während des Betriebs die graphische Darstellung von Messwerten und DSP-internen Größen. Des Weiteren können dem DSP über das Monitorprogramm Sollwerte vorgegeben werden. Dies kann entweder einzeln durch den Benutzer oder automatisiert durch eine Messroutine erfolgen.

### FPGA

Die zweite Hauptkomponente des ETI-DSP-Systems ist die sogenannte Hochleistungsmodulorkarte (HMK) [S10]. Diese besteht im Wesentlichen aus einem sehr leistungsfähigen FPGA sowie der zugehörigen Peripherie wie Spannungsversorgung und Quarz. Der FPGA-Baustein der HMK ist vom Typ EP4CE40F23C6 von Altera und verfügt über 39600 Logikzellen, 116 Hardware Multiplizierer mit 18x18 Bit und 328 frei konfigurierbare Eingabe/Ausgabe – Input/Output (I/O)-Pins [D10]. Diese frei konfigurierbaren Pins werden auf der HMK lediglich auf Stecker geführt. Dadurch können beliebige Peripherie-Komponenten mit der HMK verbunden werden. Zusätzlich verfügt die HMK

über einen Anschluss an den ETI-Bus. Über diesen kann der DSP Werte an die HMK senden bzw. auslesen.

### A/D-Wandler

Eine der HMK Peripherie-Komponenten ist die hier verwendete A/D-Wandler Karte [S10] auf Basis des THS1206 von Texas Instruments [D1]. Dieser A/D-Wandler erlaubt aufgrund der integrierten Sample & Hold Stufe das synchrone Messen von bis zu vier Werten mit einer Frequenz von  $f_{AD} = 1,5 \text{ MHz}$ . Durch das zugrunde liegende Messprinzip des Wandlers (Pipeline Architektur) können die gemessenen Werte nach einer Totzeit von  $2,16 \mu\text{s}$  im FPGA weiterverarbeitet werden [D1]. Die A/D-Wandlerkarte misst dabei über einen Subtrahierverstärker Eingangsspannungen in einem Spannungsbereich von  $\pm 10 \text{ V}$  [S11]. Die Auflösung des A/D-Wandlers beträgt 12 bit. Ein Bild der HMK sowie des angeschlossenen A/D-Wandlers findet sich in Abb. 5.6 (a). Des Weiteren kann die A/D-Wandlerkarte um eine Multiplexerkarte erweitert werden [S12]. Dadurch können im PHIL-Prüfstand alle langsam veränderlichen Größen wie beispielsweise die Temperaturen der Einplatinenstromrichter gemessen werden.

### SRAM-Modul

Zusätzlich wurde ein SRAM Speichermodul entwickelt, welches als Peripherie-Komponente direkt auf die HMK aufgesteckt werden kann. Ein Bild dieses SRAM-Moduls ist in Abb. 5.6 (b) dargestellt. Das Speichermodul besteht aus zwei Speicher-ICs vom Typ CY7C1061AV33 der Firma Cypress [D11]. Die Verwendung von SRAM hat dabei den Vorteil, dass die Daten ohne Protokoll direkt adressiert werden können. Dadurch ergibt sich eine minimale Speicherzugriffszeit im Vergleich zu anderen Technologien wie beispielsweise SDRAM oder auch Double Data Rate (DDR)-SDRAM. Der Nachteil des SRAMs ist jedoch die reduzierte Speichergröße. Diese beträgt beim hier aufgebauten SRAM-Modul:

$$D_{\text{Modul}} = 2 \cdot 16 \text{ Mbit} = 4 \text{ MB} \quad (5.13)$$

### Drehgebernachbildung

Die letzte hier verwendete Peripherie-Komponente ist die Drehgebernachbildung. Diese wird ebenfalls direkt mit der HMK verbunden. Die Drehgebernachbildung erlaubt dabei die Nachbildung eines Inkrementalgebers mit 1024 Strichen sowie eines Resolvers [S13–S15].

## 5.2.2 Aufbau

### PHIL-Signalverarbeitung

Die Aufgabe der PHIL-Signalverarbeitung ist im Wesentlichen die Berechnung des Maschinenmodells und die Modulation des MMPMC. Aufgrund der beschränkten Ressourcen der HMK wird eine HMK für die Berechnung des Maschinenmodells sowie eine weitere zur Modulation des MMPMCs verwendet (vgl. Abb. 5.1). Des Weiteren sind diese beiden HMKs über ein eigenes, echtzeitfähiges Bussystem direkt miteinander verbunden, um die Sollwerte der Gegenspannung unmittelbar vom Maschinenmodell an den Modulator zu übertragen [S15]. Um taktfrequente Einflüsse des DUT auf die Maschine hochfrequent zu erfassen, ist die HMK zur Berechnung des Maschinenmodells direkt mit zwei A/D-Wandlern zum Messen der drei Spannungen  $u_{S,PHIL,x}$  sowie der Ströme  $i_{K,x}$  verbunden. Das in Kap. 3 hergeleitete nichtlineare Maschinenmodell kann dadurch analog zur Abtastrate des A/D-Wandlers mit einer Frequenz von  $f_{Modell} = 1,5\text{MHz}$  quasikontinuierlich in Echtzeit für jeden aufgenommenen Messwert berechnet werden. Darüber hinaus ist die HMK mit zwei SRAM-Modulen bestückt. In diesen werden die Daten der Flussverkettungskennfelder (Abb. 3.5) und differentiellen Induktivitäten (Abb. 3.6) als LUT abgelegt. Die HMK zur Berechnung des Maschinenmodells ist ebenfalls direkt mit der Drehgeberemulation verbunden.

An die HMK zur Modulation des MMPMC sind fünf A/D-Wandler zum Messen der 18 Differenzströme  $i_{x,y(y-1),diff}$  sowie ein sechster A/D-Wandler zum Messen der MMPMC-Ausgangsspannungen  $u_{EMC0,x}$  und der Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  angeschlossen. Sowohl die Maschinenemulation als auch die Modulation des MMPMC kann dadurch ausschließlich auf den beiden FPGAs ausgeführt werden. Der DSP der PHIL-Signalverarbeitung wird somit lediglich zur Betriebsführung des PHIL-Prüfstands und zur Initialisierung des Maschinenmodells und der LUTs benötigt.

### Einspeise-Signalverarbeitung

Die Einspeise-Signalverarbeitung ist grundsätzlich aus den gleichen Komponenten wie die PHIL-Signalverarbeitung aufgebaut. Allerdings wird die HMK der Einspeise-Signalverarbeitung lediglich zur Messwerterfassung und Modulation des AFE verwendet. Die eigentliche Regelung des AFE wird demgegenüber auf dem zugehörigen DSP ausgeführt. Außerdem wird der Gegentaktdurchflusswandler zur Potentialtrennung durch eine weitere eigenständige FPGA-Karte angesteuert. Diese erhält vom DSP ein Freigabebit und beginnt anschließend mit

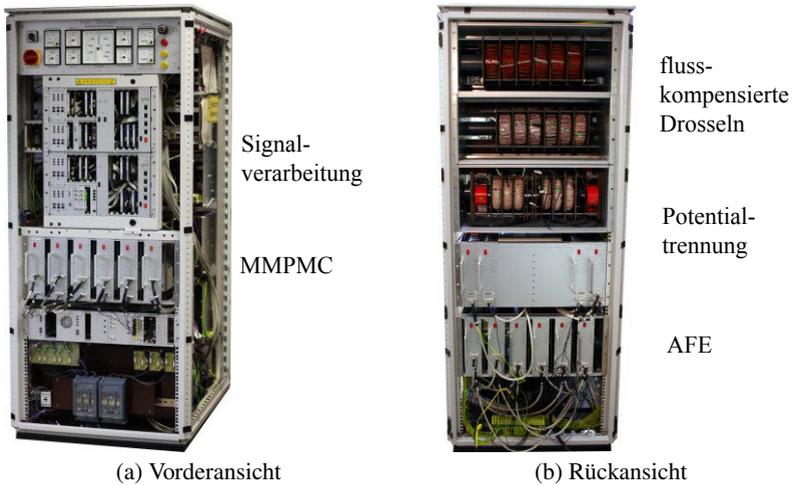


Abbildung 5.7: Fotografie des PHIL-Prüfstands

dem gesteuerten Betrieb des Durchflusswandlers. Ein Serial Peripheral Interface (SPI)-Bus verbindet zudem die Einspeise- und die PHIL-Signalverarbeitung und ermöglicht im Betrieb den Datenaustausch zur Betriebsführung und Fehlerverarbeitung zwischen den Signalverarbeitungen [S3]. Ein Foto des PHIL-Prüfstands ist in Abb. 5.7 dargestellt.

## 5.3 Referenzprüfstand

Am Elektrotechnischen Institut wurden in verschiedenen Dissertationen bereits mehrere Motorprüfstände aufgebaut. Der hier verwendete Referenzprüfstand wurde in [62] aufgebaut und in [20] überarbeitet. Dieser Prüfstand kann daher unverändert übernommen werden, um den aufgebauten PHIL-Prüfstand zu validieren und die Ergebnisse der Emulation mit Messungen an einer realen Maschine zu vergleichen. Das Prinzipschaltbild des Referenzprüfstands ist in Abb. 5.8 dargestellt. Der Prüfstand besteht aus vier Drehstrombrückenschaltungen sowie einem Maschinensatz. Als Lastmaschine wird eine Asynchronmaschine, als Prüfling eine permanentmagneterregte Synchronmaschine verwendet. Zwei der Drehstrombrücken werden dazu eingesetzt, diese bei-

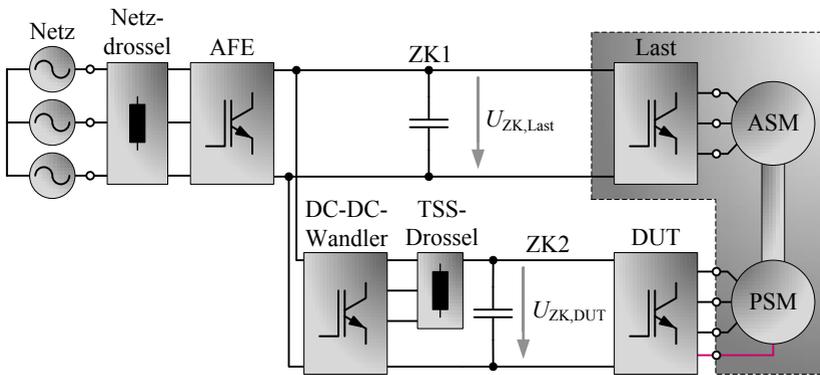


Abbildung 5.8: Schematische Darstellung des Referenzprüfstands zur Validierung der PHIL-Emulation. Der gestrichelt umrandete Bereich kennzeichnet die Komponenten, welche durch den PHIL-Prüfstand ersetzt werden.

den Maschinen drehzahl- bzw. drehmomentgeregt zu betreiben. Die dritte Drehstrombrücke wird als AFE verwendet, um den Prüfstand aus dem 400 V Drehstromnetz zu speisen. Der vierte Umrichter ist als Tiefsetzsteller (TSS) verschaltet, um dem Umrichter der Synchronmaschine eine variable Zwischenkreisspannung  $U_{ZK,DUT}$  zur Verfügung zu stellen. Der Umrichter der Synchronmaschine stellt hier das DUT dar. Der gestrichelt umrandete Bereich in Abb. 5.8 kennzeichnet zudem die Komponenten, welche durch den PHIL-Prüfstand (vgl. Abb. 5.1) ersetzt werden.

### 5.3.1 DUT

Die vier Drehstrombrücken des Referenzprüfstands basieren auf IGBT-Sechspulsbrücken der Firma Semikron vom Typ 513GD122-3DUL [D12]. Diese Halbleitermodule ermöglichen einen maximalen Kollektorstrom von  $I_{C,SkiiP} = 500\text{ A}$  sowie eine maximale Kollektor-Emitter-Spannung von  $U_{CE,SkiiP} = 1200\text{ V}$ . Die Taktfrequenz der Halbleiter wird zu 8 kHz gewählt. Der DUT-Umrichter der PSM wird durch einen hochperformanten, modellprädiktiven, trajektorienbasierten Stromregler geregelt [20]. Die Regelung wird entsprechend der Schaltfrequenz mit einer Abtastezeit von  $T_A = 125\text{ }\mu\text{s}$  ausgeführt. Auf eine detailliertere Beschreibung des Versuchsaufbaus sowie der Regelung wird hier jedoch verzichtet und auf [20] verwiesen. Entsprechend wird

| Parameter              | Wert  |
|------------------------|---|
| Spannung nom.          | 212 V   |
| Strom nom. / max.      | 169 A / 300 A                                     |
| Leistung nom. / max.   | 57 kW / 97 kW                                     |
| Drehzahl nom. / max.   | 4200 min <sup>-1</sup> / 11 000 min <sup>-1</sup> |
| Drehmoment nom. / max. | 130 Nm / 220 Nm                                   |
| Trägheitsmoment        | 0,06 kg · m <sup>2</sup>                          |
| Polpaarzahl            | 3   |
| Stator Widerstand typ. | 10,5 mΩ   |

Tabelle 5.3: Parameter der verwendeten PSM

in Kap. 6 lediglich auf die für das Verständnis der Messergebnisse notwendigen Eigenschaften des Reglers eingegangen.

### 5.3.2 Maschine

Die im Referenzprüfstand verwendete und damit nachzubildende Maschine ist eine permanentmagneterregte Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten und stark nichtlinearem Magnetkreis der Firma Brusa vom Typ HSM1-6.1712-CO1 [D13]. Die Flussverkettungskennfelder dieser Maschine wurden in [20] gemessen und sind in Abb. 3.5 auf Seite 32 abgebildet. Sie werden entsprechend für die Parametrierung des Maschinenreglers sowie des PHIL-Prüfstands verwendet. Die wesentlichen Parameter der Maschine sind in Tab. 5.3 zusammengestellt.

Die PSM ist zudem mit einer Asynchronmaschine vom Typ 2SB3-15.D-501.44 der Firma Wittur Electric [D14] starr gekoppelt. Die ASM wird drehzahlge-regelt, um die Drehzahl der Synchronmaschine vorzugeben. Die PSM wird entsprechend strom- bzw. drehmomentgeregelt betrieben.

## 5.4 Gesamtaufbau

Der insgesamt zur Verfügung stehende Versuchsaufbau zur Validierung des PHIL-Prüfstands ist in Abb. 5.9 dargestellt. Der Aufbau bietet die Möglichkeit den identischen DUT-Umrichter entweder am PHIL-Prüfstand oder an der realen PSM zu betreiben (vgl. Abb. 5.8). Hierfür müssen lediglich die drei Leistungsanschlüsse sowie das Kabel der Positionserfassung an der realen Ma-

schine abgekoppelt und mit dem PHIL-Prüfstand verbunden werden. Durch den Aufbau können somit sämtliche Einflüsse durch etwaige Unterschiede der Hard- und Software des DUT auf die Genauigkeit der PHIL-Emulation ausgeschlossen werden. Die Messergebnisse am PHIL-Prüfstand sind damit absolut vergleichbar mit den Messergebnissen der realen Maschine. Unterschiede in den Messergebnissen können dadurch direkt auf Emulationsfehler des PHIL-Prüfstands zurückgeführt werden. Der Versuchsaufbau erlaubt somit eine umfassende Untersuchung und Bewertung der PHIL-Emulation einer hoch ausgenutzten permanentmagneterregten Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten.

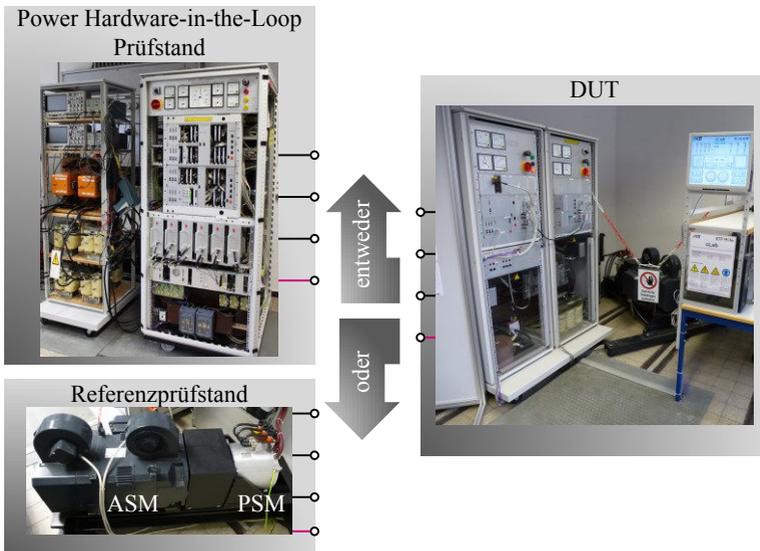


Abbildung 5.9: Bilder des gesamten Versuchsaufbaus, bestehend aus dem PHIL-Prüfstand, dem Referenzprüfstand sowie dem Prüfling (DUT).

# 6

## Messergebnisse

In den folgenden Untersuchungen wird der aufgebaute PHIL-Prüfstand sorgfältig analysiert, um eine repräsentative Aussage über die Güte der Maschinenemulation zu erhalten. Die Genauigkeit und Reproduzierbarkeit der Messergebnisse an einem PHIL-Prüfstand ist für den späteren Einsatz in der Entwicklung elektrischer Antriebssysteme von zentraler Bedeutung.

Aus diesem Grund werden hier vielfältige, systematische und vergleichende Messungen zwischen dem PHIL-Prüfstand sowie der realen Maschine durchgeführt. Anhand der Ergebnisse kann schließlich die Qualität der Maschinenemulation bewertet werden. Der hierfür verwendete Versuchsaufbau ist in Abb. 6.1 schematisch dargestellt. Für sämtliche Messungen wird der DUT-Umrichter ohne Anpassungen der Soft- oder Hardware entweder am PHIL-Prüfstand oder an der realen Maschine des Referenzprüfstands betrieben (vgl. Kap. 5.4).

Im Folgenden werden zunächst stationäre Messungen durchgeführt und die Genauigkeit der PHIL-Emulation bis auf die Ebene der taktfrequenten Stromrippel untersucht. Im Anschluss werden Stromsprünge an der dynamischen Systemgrenze der Maschine aufgezeichnet, um die Maschinenemulation auch für transiente Vorgänge in der Maschine zu bewerten. Um Einflüsse durch Messfehler und Ungenauigkeiten des DUT-Umrichters zu minimieren, werden diese Messungen mehrfach durchgeführt und statistisch ausgewertet. Darüber hinaus werden die Grenzen des aktuell aufgebauten PHIL-Prüfstands aufgezeigt. Abgeschlossen wird die Validierung durch die Nachbildung von Fehlerfällen, welche nicht ohne Weiteres an einer realen Maschine durchgeführt werden können.



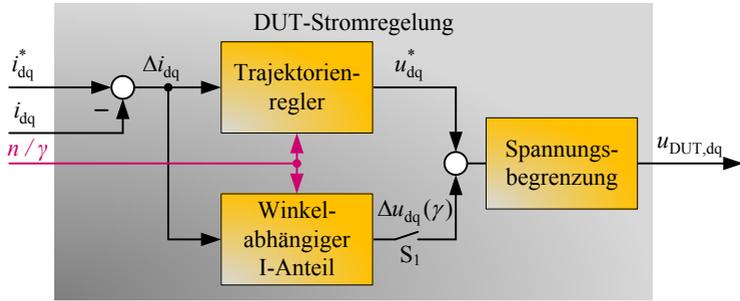


Abbildung 6.2: Schematischer Aufbau der DUT-Stromregelung aus [20].

Aus diesem Grund werden die mit der Modellfrequenz von  $T_{\text{Modell}} = 1,5 \text{ MHz}$  berechneten Werte der Gegenspannung  $u_{G,x}$  zunächst über eine Modulationsperiode  $T_{\text{EMC}}$  des MMPMC gemittelt, bevor sie dem Modulator zugeführt werden. Anschließend werden automatisiert durch eine Messroutine 76 gleichverteilte Punkte in der Stromebene im Bereich von  $|i_{dq}^*| \leq 200 \text{ A}$  eingestellt. Aufgrund der Auslegung des MMPMC konnte der Maximalstrom der Maschine von  $|i_{dq, \text{PSM}, \text{max}}| = 425 \text{ A}$  leider nicht erreicht werden. Trotzdem erlaubt dieser Arbeitsbereich bereits eine zuverlässige Validierung. Die Kennfelder der differentiellen Induktivitäten aus Abb. 3.6 auf Seite 34 zeigen, dass die Maschine neben der magnetischen Anisotropie bereits in diesem Bereich ein starkes Sättigungsverhalten aufweist. Zur Veranschaulichung des Verhaltens sind die Induktivitäten  $L_{dd}$  sowie  $L_{qq}$  für einige Betriebspunkte in Tab. 6.1 eingetragen. Die Induktivitätsunterschiede zwischen  $L_{dd}$  und  $L_{qq}$  zeigen bei unbestromter Maschine die starke Anisotropie des Rotors. Darüber hinaus weist insbesondere die Induktivität  $L_{qq}$  ein starkes Sättigungsverhalten auf. Diese Parameterunterschiede illustrieren zudem, welche Induktivitätsunterschiede der PHIL-Prüfstand nachbilden muss, da die Induktivität des Kopplungsnetzwerks konstant  $L_K = 1 \text{ mH}$  beträgt.

### Stationäre Messungen ohne I-Anteil

Zum Einregeln der Sollströme wird am DUT der modellprädiktive, trajektorienbasierte Stromregler aus [20] verwendet (vgl. Kap. 5.3.1). Abb. 6.2 zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild des Stromreglers. Dieser besteht im Wesentlichen aus einem Trajektorienregler zur hochdynamischen und präzisen Regelung dy-

| <b>d-Induktivität</b>               | <b>Wert</b>       | <b>q-Induktivität</b>              | <b>Wert</b>        |
|-------------------------------------|-------------------|------------------------------------|--------------------|
| $L_{dd}(0\text{ A}, 0\text{ A})$    | 410 $\mu\text{H}$ | $L_{qq}(0\text{ A}, 0\text{ A})$   | 2100 $\mu\text{H}$ |
| $L_{dd}(-100\text{ A}, 0\text{ A})$ | 291 $\mu\text{H}$ | $L_{qq}(0\text{ A}, 100\text{ A})$ | 352 $\mu\text{H}$  |
| $L_{dd}(-200\text{ A}, 0\text{ A})$ | 240 $\mu\text{H}$ | $L_{qq}(0\text{ A}, 200\text{ A})$ | 180 $\mu\text{H}$  |

Tabelle 6.1: Gegenüberstellung der Induktivitäten  $L_{dd}(i_d, i_q)$  sowie  $L_{qq}(i_d, i_q)$  für einige beispielhafte Betriebspunkte. Die Werte zeigen starke Abhängigkeiten vom jeweiligen Betriebspunkt aufgrund der Nichtlinearität der Maschine.

namischer Übergangsvorgänge sowie einem rotorwinkelabhängigen I-Anteil um eine etwaige verbleibende Regelabweichung im stationären Betrieb vollständig auszuregulieren [20]. Analog zu Kap. 3.4 wird der I-Anteil des Reglers zunächst deaktiviert ( $S_1$  geöffnet), sodass etwaige Modellfehler am PHIL-Prüfstand nicht kompensiert werden.

Dadurch verfügt der Regler über ein reines Proportionalverhalten und berechnet die Ausgangsspannungssollwerte ausschließlich in Abhängigkeit der gemessenen Ströme und des Winkels. Anschließend werden die Abweichungen der vom DUT-Umrichter abgetasteten Werte  $\varepsilon_{dq,PHIL}$  zwischen PHIL-Prüfstand und realer Maschine berechnet [E5]:

$$\varepsilon_{dq,PHIL} = i_{dq,PHIL} - i_{dq,PSM} \tag{6.1}$$

Abb. 6.3 (a) zeigt die berechneten Abweichungen der d-Ströme  $\varepsilon_{d,PHIL}$ , wohingegen Abb. 6.3 (b) die Abweichung der q-Ströme  $\varepsilon_{q,PHIL}$  beinhaltet. Die angefahrenen Messpunkte sind durch schwarze Kreuze gekennzeichnet. Der Rest des Kennfelds wird anhand dieser Messwerte interpoliert. Um etwaige Messfehler zu minimieren, entspricht ein Messpunkt  $i_{dq}$  jeweils dem Mittelwert der gemessenen Ströme über 1000 Abtastschritte  $T_A$  des DUT-Umrichters. Wie den Diagrammen zu entnehmen ist, liegt die stationäre Abweichung der Ströme  $\varepsilon_{dq,PHIL}$  über die gesamte Stromebene bei maximal sechs Ampere. Dies entspricht einem maximalen Emulationsfehler von 3 %, bezogen auf den maximal eingestellten Strom. Da der DUT-Umrichter bei beiden Messungen identisch ist, kann dieser als Ursache für die verbleibenden Abweichungen ausgeschlossen werden. Vielmehr sind diese Abweichung auf Ungenauigkeiten des Maschinenmodells und der Parametrierung, der Messwerterfassung des PHIL-Prüfstands sowie Totzeiten und Ungenauigkeiten bei der Erzeugung der Gegenspannung zurückzuführen. Außerdem sind die Kopplungsinduktivitäten

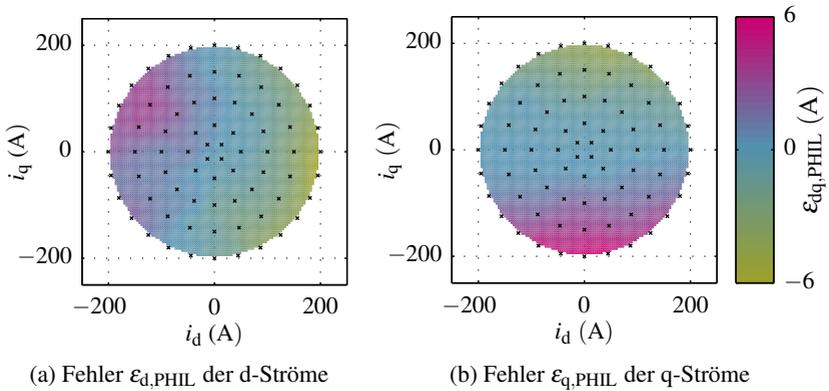


Abbildung 6.3: Stationäre Fehler  $\varepsilon_{dq,PHIL}$  zwischen den d- und q-Strömen am PHIL-Prüfstand im Vergleich zur realen Maschine bei deaktiviertem Integral-Anteil [E5].

nur näherungsweise linear und identisch, weshalb diese ebenfalls das Emulationsergebnis beeinflussen. Trotzdem kann bereits hier festgestellt werden, dass der PHIL-Prüfstand das Maschinenverhalten unter Berücksichtigung von Sättigung, Kreuzverkopplung und magnetischer Anisotropie sehr präzise nachbildet.

### Stationäre Messungen mit I-Anteil

Im Folgenden wird das Kennfeld ein zweites Mal gemessen. Dabei ist jedoch im Gegensatz zur ersten Messung der I-Anteil des Reglers aktiviert ( $S_1$  in Abb. 6.2 geschlossen). Durch den Einsatz des I-Anteils werden die Reglerausgangsspannungen  $u_{DUT,dq}$  neben den aktuellen Maschinenströmen und dem Winkel auch in Abhängigkeit des im I-Anteil gespeicherten Spannungsfehlers berechnet. Eine Messung mit aktiviertem I-Anteil ist dabei wichtig, um sicherzustellen, dass die Verwendung des I-Anteils weder die Stabilität des PHIL-Prüfstands noch die Stabilität des DUT-Reglers beeinflusst und der DUT-Umrichter unabhängig vom verwendeten Regelverfahren stabil am PHIL-Prüfstand betrieben werden kann.

Der eingesetzte I-Anteil ist so aufgebaut, dass er die periodisch auftretenden Fehlspannungen des Umrichters und der Maschine in Abhängigkeit des elektrischen Winkels  $\gamma$  identifiziert und in der nächsten Periode vorsteuert [20].

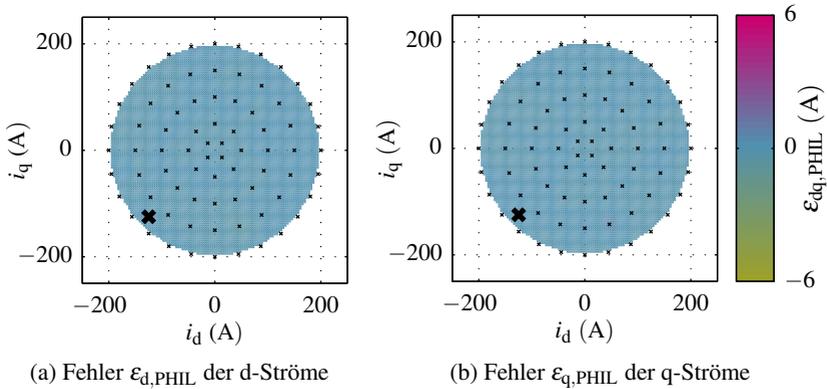


Abbildung 6.4: Stationäre Fehler  $\epsilon_{dq,PHIL}$  zwischen den d- und q-Strömen am PHIL-Prüfstand im Vergleich zur realen Maschine bei aktiviertem Integral-Anteil.

Die vollständige Identifizierung der Fehlspannungen wird dabei über mehrere elektrische Perioden durchgeführt, um die Maschinenströme absolut präzise und stationäre genau einzuprägen. Die transformierten Ströme  $i_{dq}$  können dadurch konstant und ohne Oberschwingungen aufgrund der Maschine (bspw. nicht sinusförmige Gegenspannung) oder des Umrichters (bspw. Nichtlinearitäten im Stromnulldurchgang) eingeregelt werden. Der Regler gehört daher in Verbindung mit dem I-Anteil zur Familie der Repetitive Controller [20].

Die Ergebnisse dieser Messung sind in Abb. 6.4 aufgetragen. Wie erwartet kompensiert der I-Anteil die verbleibenden Regelabweichungen der d- und q-Ströme und stellt diese präzise ein. Da die Ströme in diesem Fall sowohl an der realen Maschine als auch am PHIL-Prüfstand stationär genau eingepreßt werden, verschwinden die berechneten Differenzen der Ströme  $\epsilon_{dq,PHIL}$ . Um die Qualität der Maschinenemulation in diesem Fall zu bewerten, muss daher der Inhalt des I-Anteils zusätzlich ausgewertet werden. Andernfalls lässt die Verwendung eines Reglers mit I-Anteil nur sehr eingeschränkte Rückschlüsse auf die Qualität der Maschinenemulation zu.

### Auswertung der identifizierten Fehlspannungen

Aus diesem Grund werden nachfolgend die vom winkelabhängigen I-Anteil identifizierten periodischen Fehlspannungen betrachtet, um weitere Aussagen

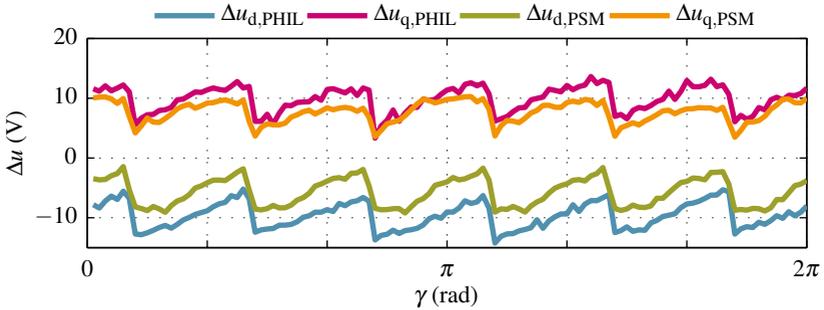


Abbildung 6.5: Durch den I-Anteil des DUT-Reglers identifizierte, winkelabhängige Fehlspannungen des PHIL-Prüfstands sowie der realen PSM.

über die Genauigkeit des PHIL-Prüfstands zu treffen. Abb. 6.5 zeigt beispielhaft den Verlauf der identifizierten Fehlspannungen  $\Delta u_{dq,PHIL,PSM}(\gamma)$  über eine elektrische Periode der Ausgangsspannung. Die Maschine befindet sich dabei in dem mit einem großen Kreuz gekennzeichnet Betriebspunkt in Abb. 6.4. Um einen stationär genauen Betrieb des DUT am PHIL-Prüfstand sowie an der realen Maschine sicherzustellen, müssen diese Fehlspannungen der Reglerausgangsspannung  $u_{dq}^*$  des DUT-Reglers hinzuaddiert werden [20]:

$$u_{DUT,dq}(\gamma) = u_{dq}^* + \Delta u_{dq}(\gamma) \quad (6.2)$$

Die während des Betriebs an der realen Maschine im I-Anteil gespeicherten Spannungen  $\Delta u_{dq,PSM}(\gamma)$  enthalten daher die Information über Fehlspannungen bei der Erzeugung der Ausgangsspannung des DUT aufgrund der Nichtlinearität des DUT-Umrichters sowie der Fehlspannungen der Reglerausgangsspannung aufgrund von Fehlern in der Modellbildung der Maschine [20]. Die einzelnen Anteile können jedoch nicht entsprechend ihrer Ursache aufgeteilt werden. Da allerdings der Betriebspunkt des DUT am PHIL-Prüfstand sowie an der realen Maschine identisch ist, kann davon ausgegangen werden, dass die durch den Umrichter bedingten Fehlspannungen am PHIL-Prüfstand und an der realen Maschine identisch sind. Die Unterschiede der in Abb. 6.5 aufgetragenen Fehlspannungen können damit nur durch ein leicht unterschiedliches Streckenverhalten des PHIL-Prüfstands im Vergleich zur realen Maschine erklärt werden. Wie in Kap. 3 bereits erwähnt, werden beispielsweise winkelabhängige

Oberwellen, Eisenverluste oder Temperaturabhängigkeiten des Permanentmagnetflusses sowie des ohmschen Widerstands bei der Modellbildung vernachlässigt. Daher werden diese Effekte auch nicht nachgebildet. Des Weiteren sind die Kopplungsinduktivitäten  $L_K$  ebenfalls nur näherungsweise linear und identisch. Geringfügige Abweichungen und Nichtlinearitäten der Drosseln sind grundsätzlich unvermeidbar. Darüber hinaus besitzt der MMPMC selbst ein nichtlineares Übertragungsverhalten. Dadurch variiert die erzeugte Ausgangsspannung des MMPMC  $u_{EMCO,x}$  von der berechneten Gegenspannung  $u_{G,x}$ . Ursachen hierfür sind die Totzeit der Ausgangsspannungserzeugung, Vorwärtsspannungen, Verriegelungszeiten, Zero-Current Clamping, Alterung, Signallaufzeiten oder Schaltverzögerungszeiten der IGBTs sowie der verbleibende Spannungsabfall an den Streuinduktivitäten der flusskompensierten Drosseln. Alle diese Effekte beeinflussen damit die Genauigkeit der PHIL-Emulation und führen dazu, dass der DUT-Umrichter verglichen mit der realen Maschine am PHIL-Prüfstand unterschiedliche Ausgangsspannungen anlegen muss, um die Sollströme stationär genau einzuprägen.

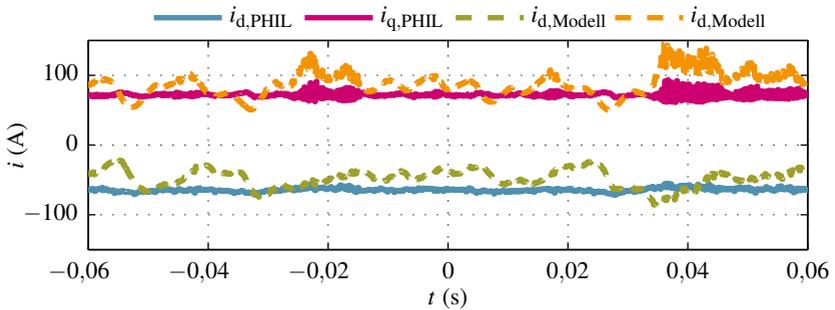
Resultierend liegen die Unterschiede in diesem Betriebspunkt jedoch betragsmäßig bei weniger als 6 V, was circa einem Prozent der Zwischenkreisspannung des MMPMC entspricht.

### **Einfluss des P-Reglers**

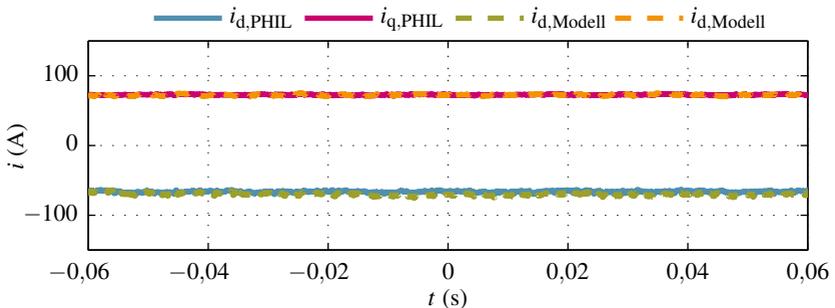
Neben dem eigentlichen Maschinenmodell beinhaltet das Signalverarbeitungssystem des PHIL-Prüfstands einen zusätzlichen P-Regler, der die Differenzen zwischen den berechneten Strömen im Maschinenmodell  $i_{dq,Modell}$  und den tatsächlich im Kopplungsnetzwerk fließenden Strömen  $i_{dq,PHIL}$  ausregelt (vgl. Abb. 2.6 auf Seite 22).

Abb. 6.6 (a) zeigt den Verlauf der Ströme im Maschinenmodell sowie im Kopplungsnetzwerk ohne diesen zusätzlichen Regler. Der PHIL-Prüfstand wird dabei im stationären Betrieb mit einem Drehmoment von 50 Nm betrieben. Das Diagramm zeigt sehr deutlich, dass die Ströme stark voneinander abweichen. Die Ursachen für diese Differenzen sind erneut die im vorigen Abschnitt beschriebenen Ungenauigkeiten und Totzeiten der Gegenspannungserzeugung. Diese Ungenauigkeiten führen zu einem verfälschten Stromverlauf im Kopplungsnetzwerk.

Des Weiteren wird die Gegenspannung anhand der Modellströme berechnet (vgl. (3.31) und (3.32)). Unterscheiden sich die Modellströme und die Ströme im Kopplungsnetzwerk, wird daher zusätzlich die Gegenspannung falsch berechnet und das Verhalten des PHIL-Prüfstands weiter verfälscht. Dieses fehlerhafte



(a) Vergleich der d- und q-Ströme ohne P-Regler



(b) Vergleich der d- und q-Ströme mit P-Regler

Abbildung 6.6: Einfluss des P-Reglers auf die d- und q-Ströme am PHIL-Prüfstand sowie im Maschinenmodell im stationären Betrieb.

Streckenverhalten wird zudem durch den Stromregler des DUT verstärkt. Da die Systemantwort des PHIL-Prüfstands nicht mit der vom DUT-Regler erwarteten Reaktion übereinstimmt, verändert der DUT-Regler seine Ausgangsspannungen  $u_{dq}^*$ , um den geforderten Sollwert dennoch einzustellen. Die vom DUT veränderten Ausgangsspannungen werden wiederum an den Maschinenemulator angelegt und schließlich als Eingangsgröße für das Maschinenmodell verwendet. Im Ergebnis führt dies zu einer Verstärkung des Fehlers und damit zu einem Schwingen der berechneten als auch der real fließenden Ströme im Kopplungsnetzwerk.

Demgegenüber ist in Abb. 6.6 (b) zu erkennen, dass die realen Ströme und die intern berechneten Ströme identisch sind. Der P-Regler passt in diesem Fall das

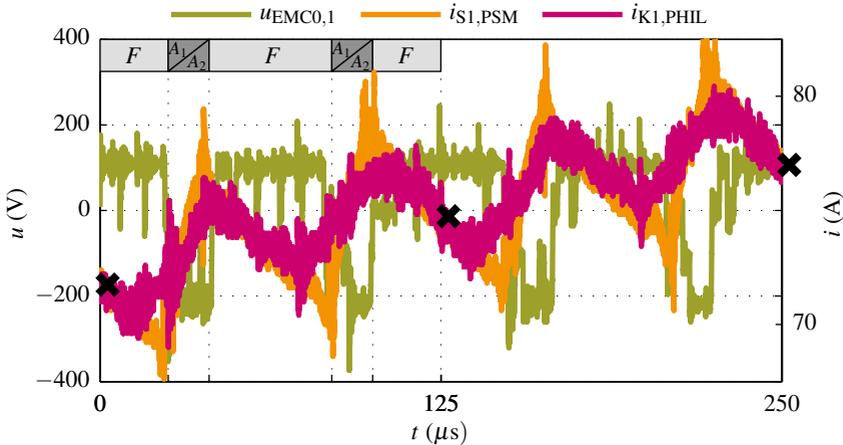


Abbildung 6.7: Zeitverlauf eines Phasenstroms am PHIL-Prüfstand (Magenta) sowie an der realen Maschine (Orange). Der Zeitverlauf der durch den MMPMC erzeugten Gegenspannung dieser Phase (Grün) ist ebenfalls eingezeichnet [E4].

Streckenverhalten des PHIL-Prüfstands dem Verhalten der realen Maschine an und führt daher zu einer Verringerung des Fehlers. Dadurch kann der DUT-Umrichter die geforderten Ströme stabil einstellen.

### Zeitverläufe der Phasenströme

Nachdem für die Bewertung der stationären Qualität des PHIL-Prüfstands bisher lediglich die abgetasteten Stromverläufe des DUT verwendet wurden, werden im Folgenden die Zeitverläufe der Maschinenströme ebenfalls untersucht. Abb. 6.7 zeigt den Zeitverlauf des Phasenstroms  $i_{S1,PSM}$  der Maschine sowie  $i_{K1,PHIL}$  des PHIL-Prüfstands bei einem Sollstrom von  $i_q^* = 100\text{ A}$ . Die eingestellte Drehzahl sowie die Zwischenkreisspannungen sind dabei nach wie vor unverändert. Die Phasenströme sind identisch getriggert und ohne weitere Skalierung oder Anpassung in das Diagramm eingetragen [E4]. Des Weiteren zeigt das Diagramm die zugehörige Ausgangsspannung des MMPMC  $u_{EMC0,1}$  sowie den Zeitbereich einer Modulationsperiode des DUT-Umrichters. Wie zu erkennen ist, sind selbst die Zeitverläufe der Phasenströme am PHIL-Prüfstands fast identisch zur realen Maschine.

Der Verlauf der Gegenspannung  $u_{EMC0,1}$  zeigt zudem den erwarteten Verlauf und ändert sich sehr stark in Abhängigkeit des Schaltzustands des DUT-Umrichters, um den taktfrequenten Stromrippel der Maschine im Kopplungsnetzwerk nachzubilden. Aufgrund der Totzeiten der Gegenspannungserzeugung zeigen die Zeitverläufe der Ströme zu den Umschaltzeitpunkten des DUT in den Spitzen des Stromrippels leichte Unterschiede (vgl. Kap. 5.1.2). Dies ist jedoch in der Regel kein Problem, da es für den Betrieb des DUT prinzipiell ausreicht, wenn die Zeitverläufe des PHIL-Prüfstand zum Abtastzeitpunkt des DUT den Werten der realen Maschine entsprechen. Diese Abtastzeitpunkte liegen in der Regel am Ende der Modulationsperiode bzw. in der Mitte der Freilaufzustände. Wie in Abb. 6.7 zu erkennen ist, sind die Stromverläufe zu diesen Zeitpunkten nahezu identisch.

## 6.2 Dynamische Untersuchungen

Neben der stationär korrekten Emulation muss ein PHIL-Prüfstand die Maschine auch dynamisch korrekt nachbilden. Dementsprechend wird im folgenden Abschnitt das Verhalten des PHIL-Prüfstands bei dynamischen Strom- und Drehmomentsprüngen an der physikalischen Systemgrenze untersucht.

### Auswertung des dynamischen Verhaltens in der q-Achse

Zu Beginn wird ein Sollwertsprung des q-Stroms  $i_q^*$  von  $-100$  A auf  $100$  A bei einem Rotorwinkel von  $\gamma = \pi$  durchgeführt.

Abb. 6.8 (a) zeigt den Zeitverlauf der vom DUT abgetasteten Ströme während des q-Stromsprungs an der realen Maschine. In Abb. 6.8 (b) ist der gleiche Sprung am PHIL-Prüfstand dargestellt. Zur besseren Bewertung der Genauigkeit des PHIL-Systems wird der I-Anteil ( $S_1$  in Abb. 6.2) bei dieser Messung erneut deaktiviert. Da der DUT-Umrichter jedoch während des Sprungs an der Spannungs-/Aussteuerungsgrenze betrieben wird, hätte der I-Anteil ohnehin kaum Eingriffsmöglichkeiten.

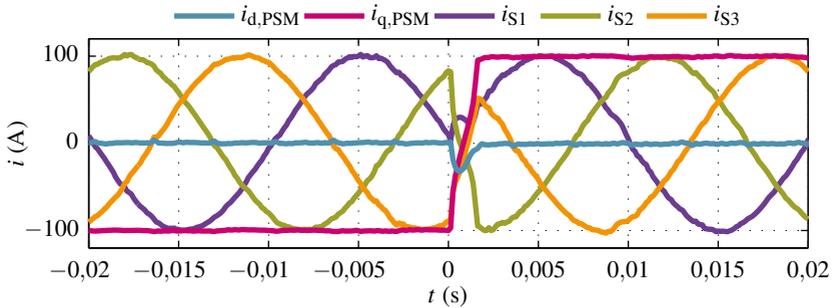
Wie in Abb. 6.8 zu erkennen ist, sehen die Stromverläufe auf den ersten Blick nahezu identisch aus. Da sich die Stromsprünge bei mehrfacher Ausführung sowohl am PHIL-Prüfstand als auch an der realen Maschine leicht unterscheiden, werden zur Beurteilung der transienten Genauigkeit die Ergebnisse von insgesamt  $m = 50$  q-Stromsprüngen statistisch ausgewertet. Entsprechend werden aus

den Ergebnissen der 50 q-Stromsprünge für jeden Abtastwert die Erwartungswerte  $\mu_{idq}$  als Mittelwerte der 50 diskreten Werte  $i_{dq,n}$

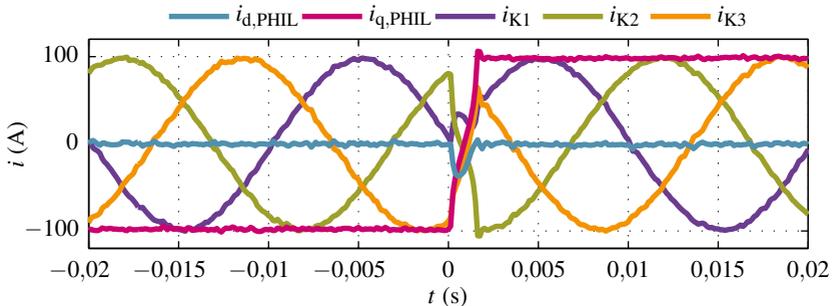
$$\mu_{idq} = \frac{1}{m} \cdot \sum_{n=1}^m i_{dq,n} \tag{6.3}$$

sowie die Standardabweichungen  $\sigma$  berechnet [63]:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{m} \cdot \sum_{n=1}^m |i_{dq,n} - \mu_{idq}|^2} \tag{6.4}$$



(a) Zeitverlauf der Ströme der realen Maschine



(b) Zeitverlauf der Ströme am PHIL-Prüfstand

Abbildung 6.8: Vergleich der Zeitverläufe eines q-Stromsprungs zwischen PHIL-Prüfstand und realer Maschine [E4].

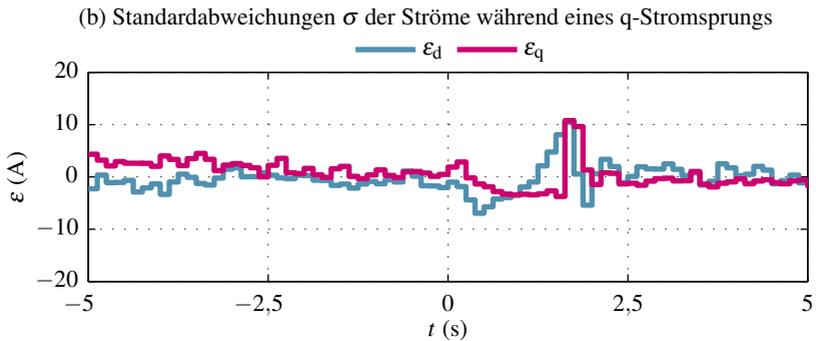
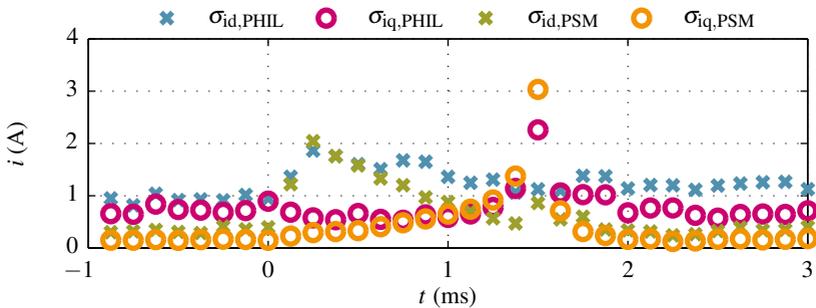
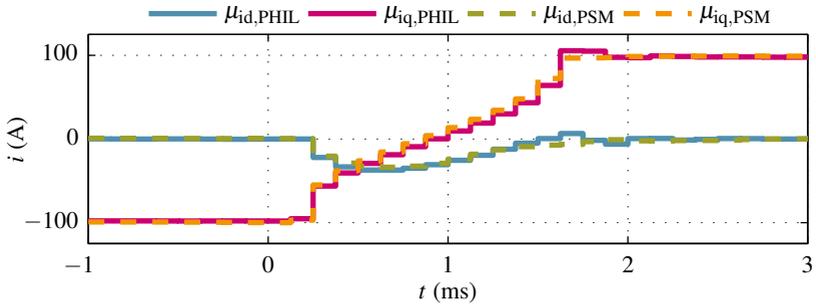
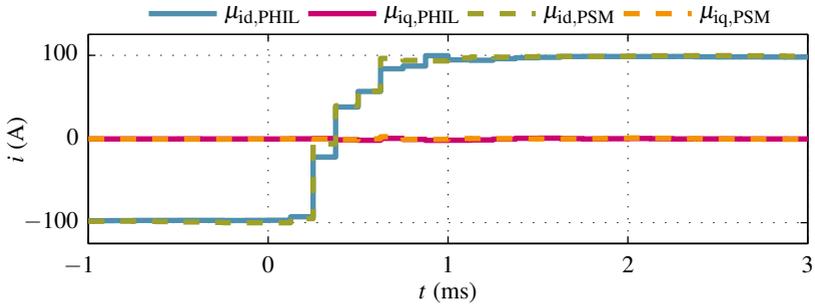


Abbildung 6.9: Statistische Auswertung und Vergleich der transienten Zeitverläufe von 50 q-Stromsprüngen zwischen PHIL-Prüfstand und realer Maschine.

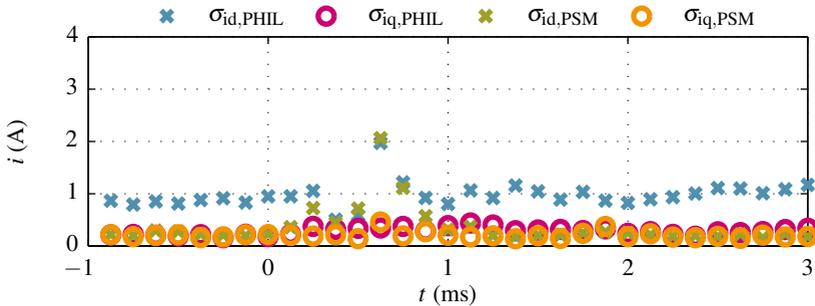
Die Erwartungswerte  $\mu_{idq,PHIL,PSM}$  der Stromverläufe am PHIL-Prüfstand und an der realen Maschine sind in Abb. 6.9 (a) vergrößert eingetragen. Darüber hinaus sind die Standardabweichungen  $\sigma_{idq,PHIL,PSM}$  für jeden einzelnen Abtastwert in Abb. 6.9 (b) aufgetragen. Wie anhand des Diagramms zu erkennen ist, sind die Standardabweichungen der Ströme an der Maschine wie auch am PHIL-Prüfstand bis auf wenige hundert Milliampere identisch. Die Messergebnisse am PHIL-Prüfstand sind damit genauso reproduzierbar wie an der realen Maschine. Des Weiteren zeigt Abb. 6.9 (c) die Differenzen der Erwartungswerte der 50 q-Stromsprünge  $\varepsilon_{\mu,dq}$ . Wie anhand der Verläufe zu erkennen ist, bildet der PHIL-Prüfstand dynamische Stromsprünge an der physikalischen Systemgrenze der Maschine sehr präzise nach. Die maximale Abweichung der Erwartungswerte während des Sprungs beträgt 13 A. Bezogen auf die gesamte Sprunghöhe entspricht dies einer Abweichung von lediglich 6,5 %. In Abb. 6.9 (a) ist zudem sehr deutlich zu erkennen, dass der q-Strom aufgrund von Sättigung nichtlinear ansteigt. Zudem zeigt der Verlauf des d-Stroms während des q-Stromsprungs eine Änderung aufgrund von Kreuzverkopplungseffekten in der Maschine. Daraus folgt, dass diese beiden Effekte auch bei dynamischen Vorgängen am PHIL-Prüfstand präzise nachgebildet werden.

### Auswertung des dynamischen Verhaltens in der d-Achse

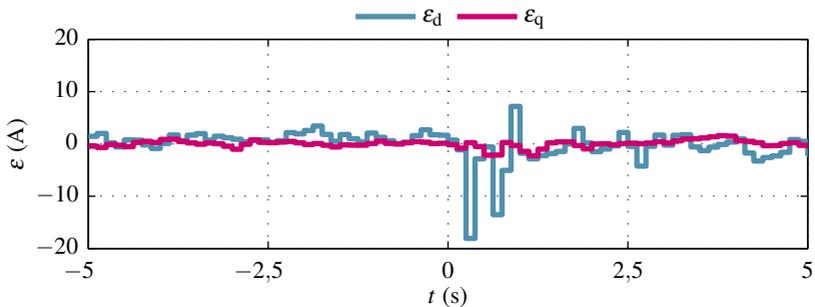
Neben den q-Stromsprüngen werden zudem 50 Sprünge des d-Stroms  $i_d^*$  von  $-100$  A auf  $100$  A bei  $\gamma = \pi$  statistisch ausgewertet. Abb. 6.10 (a) zeigt den vergrößerten Vergleich zwischen den Erwartungswerten der d- und q-Ströme der realen Maschine und dem PHIL-Prüfstand. Es ist sehr deutlich zu erkennen, dass die Dynamik der Stromregelung in der d-Achse aufgrund der kleineren d-Induktivität höher ist als die Dynamik der Stromregelung in der q-Achse (vgl. Abb. 6.9). Die Standardabweichungen der abgetasteten Werte werden darüber hinaus ebenfalls für den d-Stromsprung berechnet und in Abb. 6.9 (b) eingetragen. Dem Diagramm kann erneut entnommen werden, dass der PHIL-Prüfstand die Maschine auch in der d-Achse präzise nachbildet. Die Differenzen der Erwartungswerte aus Abb. 6.10 (c) zeigen, dass die dynamische Nachbildung eines d-Stromsprungs mit einer ähnlichen Genauigkeit wie ein q-Sprung möglich ist. Die Abweichungen in der d-Achse betragen maximal 15 A, was ca. 7,5 % der gesamt Sprunghöhe entspricht. Der PHIL-Prüfstand erlaubt dementsprechend neben der Nachbildung von Sättigung und Kreuzverkopplungseffekten ebenfalls die Nachbildung der magnetischen Anisotropie der Maschine. In Abb. 6.9 sowie Abb. 6.10 fällt jedoch auf, dass die Abweichungen zwischen den gemessenen Verläufen der realen Maschine und dem PHIL-Prüfstand im dynamischen



(a) Erwartungswerte der Ströme während eines d-Stromsprungs



(b) Standardabweichungen der Ströme während eines d-Stromsprungs



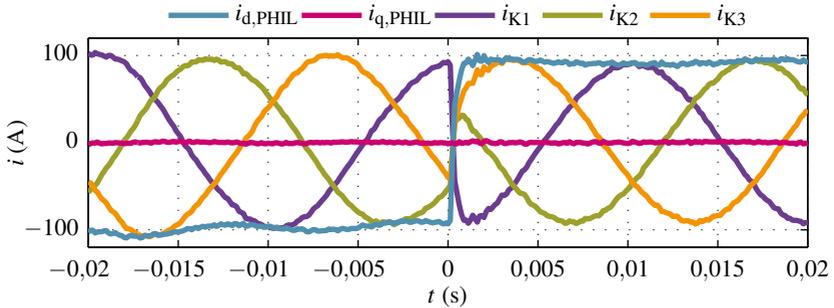
(c) Abweichungen der Erwartungswerte der d- und q-Ströme zwischen PHIL-Prüfstand und realer Maschine

Abbildung 6.10: Statistische Auswertung und Vergleich der transienten Zeitverläufe von 50 d-Stromsprüngen zwischen PHIL-Prüfstand und realer Maschine.

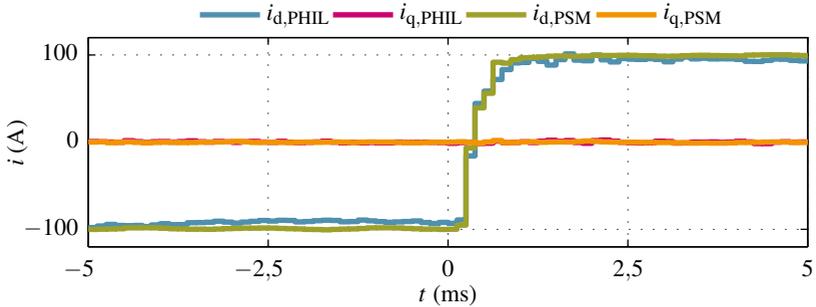
Fall die Abweichungen im stationären Betrieb übersteigen. Die Ursache hierfür sind erneut die bereits genannten Ungenauigkeiten der Modellberechnung sowie der Gegenspannungserzeugung. Diese wirken sich dynamisch stärker aus, da sich hier kleinste Abweichungen zwischen realer Maschine und PHIL-Prüfstand über eine Vielzahl von Modellberechnungsschritten  $T_{\text{Modell}}$  summieren.

### **Bewertung der direkten Selbst-Modulation**

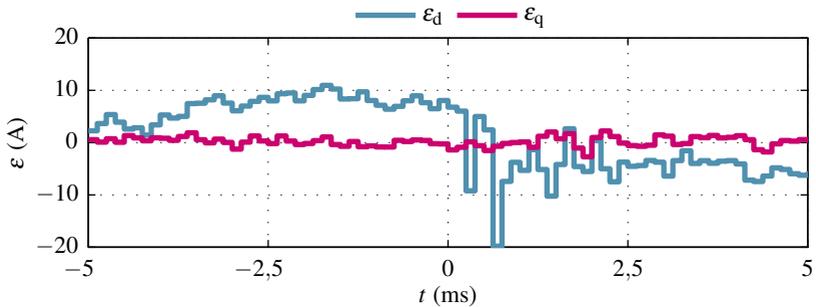
In den bisher gezeigten Messungen wurde der PHIL-Prüfstand ausschließlich unter Verwendung der kombinierten Sortierung sowie dem Split-Carrier Modulator aus Kap. 4.3.4 betrieben. Um den Einfluss der direkten Selbst-Modulation auf die Maschinenemulation zu untersuchen, kommt diese im Folgenden am MMPMC zum Einsatz. Anschließend wird der bereits gezeigte d-Stromsprung von  $-100\text{ A}$  auf  $100\text{ A}$  am PHIL-Prüfstand wiederholt und mit dem Verlauf der realen Maschine verglichen. Die Ergebnisse dieses Vergleichs sind in Abb. 6.11 dargestellt. Abb. 6.11 (a) zeigt, dass der d-Strom bei direkter Selbst-Modulation von einer deutlichen Schwingung überlagert ist und bereits vor dem Sprung um den stationären Sollwert oszilliert. Der vergrößerte Vergleich der Stromverläufe während des Sprungs aus Abb. 6.11 (b) sowie die berechneten Abweichungen gegenüber der realen Maschine in Abb. 6.11 (c) bestätigen die reduzierte Emulationsgenauigkeit beim Einsatz der DSM. Die Ursache für diese Schwingung ist dabei die reduzierte Modulationsfrequenz der direkten Selbst-Modulation von ca.  $60\text{ kHz}$  im Vergleich zur Modulationsfrequenz des Split-Carrier basierten Modulationsverfahrens von  $120\text{ kHz}$  (vgl. Kap. 4.5). Da die zu emulierende Induktivität der d-Achse deutlich geringer ist als die Induktivität des Kopplungsnetzwerks  $L_K$ , muss die Gegenspannung in der d-Achse in Abhängigkeit des Schaltzustands des DUT über einen weiten Bereich verstellt werden. Durch die reduzierte Modulationsfrequenz und die damit verbundene höhere Totzeit der DSM kommt es zu größeren Abweichungen der Ströme als bei der Split-Carrier basierten Modulation (vgl. Kap. 5.1.2). Die negativen Auswirkungen dieser Totzeiten überwiegen dabei die Vorteile der präzisen Realisierung der Spannungszeitfläche. Um die Vorteile der direkten Selbst-Modulation nutzen zu können, ist daher eine noch leistungsfähigere Messwerterfassung notwendig. Darüber hinaus zeigt diese Messung, dass eine ausreichend hohe Modulationsfrequenz des Emulationsumrichters unerlässlich für eine präzise Maschinenemulation ist. Für die hier durchgeführte Validierung wird daher weiter auf das Split-Carrier basierte Modulationsverfahren zurückgegriffen.



(a) Zeitverlauf der Ströme am PHIL-Prüfstand bei direkter Selbst-Modulation



(b) Vergrößerte Darstellung der d- und q-Stromverläufe während des Sprungs



(c) Abweichungen der d- und q-Strome während des Sprungs

Abbildung 6.11: Vergleich der Zeitverläufe eines d-Stromsprungs zwischen PHIL-Prüfstand und realer Maschine bei direkter Selbst-Modulation.

## Drehmomentsprünge

Um die Validierung des dynamischen Betriebsverhaltens des PHIL-Prüfstands abzuschließen, wird im Folgenden das Verhalten bei Drehmomentsollwertsprüngen nachgebildet [E5]. Dies ist für eine belastbare Validierung besonders wichtig, da das eigentliche Ziel einer Maschinenregelung das Einstellen eines vorgegebenen Wellenmoments ist. Das Drehmoment der PSM kann dabei sowohl durch die d-Komponente als auch die q-Komponente des Stroms beeinflusst werden [17]. Entsprechend gibt es bei dieser Maschine eine Vielzahl möglicher Kombinationen des d- und q-Stroms, um ein gewünschtes Sollmoment einzustellen. Um den Wirkungsgrad zu maximieren, wird in der Regel für die Sollwerte die sogenannte maximale Moment pro Ampere (MMPA)-Kennlinie verwendet [19]. Darüber hinaus erlaubt die Maschine aufgrund der unterschiedlichen Induktivitäten in der d-Achse eine deutlich schnellere Stromänderung als in der q-Achse (vgl. Abb. 6.9 und Abb. 6.10).

Hochperformante Stromregler, wie der hier verwendete modellprädiktive Trajektorienregler, können diese Eigenschaften nutzen, um damit beispielsweise einen Drehmomentsollwert unter Verwendung verschiedener Stromtrajektorien hochdynamisch und präzise an der physikalischen Systemgrenze der Maschine einzuregulieren [20]. Die Planung dieser optimierten Übergangstrajektorien erfordert ein sehr genaues Modell der Maschine. Aus diesem Grund lassen diese Messungen im Umkehrschluss eine besonders gute Bewertung der Maschinenemulation zu, da ein PHIL-Prüfstand die Maschine entsprechend präzise nachbilden muss, damit ein solches Regelverfahren funktioniert. Nachfolgend werden Drehmomentsprünge von  $M^* = 0 \text{ Nm}$  auf  $100 \text{ Nm}$  bei einem Rotorpositionswinkel von  $\gamma = \pi$  gezeigt [E5]. Die Drehmomentsprünge werden dabei für drei verschiedene dynamische Übergangstrajektorien durchgeführt [20]. Aufgrund der geringen Standardabweichungen der Ergebnisse der d- und q-Stromsprünge (vgl. Abb. 6.9 (b) sowie Abb. 6.10 (b)) werden hier lediglich die Ergebnisse einzelner Sprünge verglichen. Der I-Anteil des DUT-Reglers bleibt weiterhin deaktiviert. Die Randbedingungen der Messungen sind ebenfalls identisch zu den vorhergehenden Messungen. Die Maschine wird erneut bei einer Drehzahl von  $n = 1000 \text{ min}^{-1}$  betrieben, der DUT-Umrichter bei einer Zwischenkreisspannung von  $U_{\text{ZK,DUT}} = 300 \text{ V}$ . Die Zwischenkreisspannung des MMPMC beträgt weiterhin  $U_{\text{DC}} = 650 \text{ V}$ . Aufgrund der Ergebnisse im vorigen Teilkapitel wird zudem wieder auf die kombinierte Sortierung in Verbindung mit dem Split-Carrier Modulator zurückgegriffen.

Abb. 6.12 (a) zeigt den Verlauf der Ströme für eine Stromgerade (SGE) als Übergangstrajektorie zwischen den Sollwerten. Die lineare Verbindung der Sollwerte

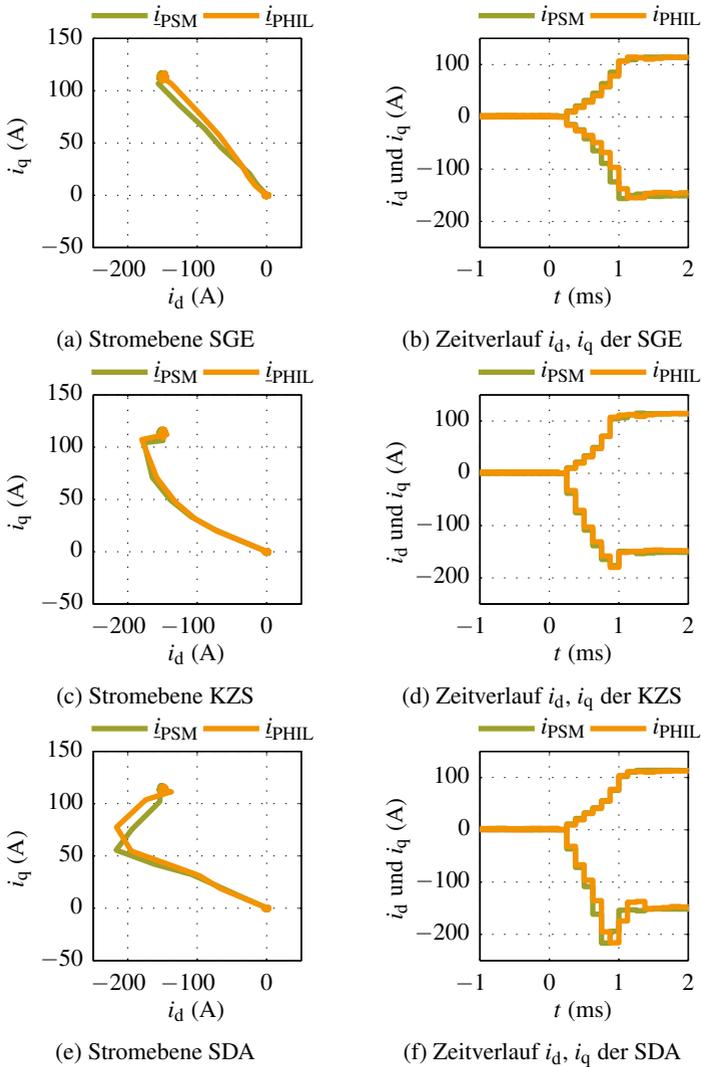


Abbildung 6.12: Stromverläufe am PHIL-Prüfstand sowie der realen PSM für verschiedene dynamische Übergangstrajektorien bei einem Sollwertsprung des Drehmoments von 0 Nm auf 100 Nm [E5].

in der Stromebene ist in Abb. 6.12 (a) sowohl für den PHIL-Prüfstand als auch die reale Maschine deutlich zu erkennen. Die Zeitverläufe der d- und q-Ströme sind zudem in Abb. 6.12 (b) aufgetragen. Abb. 6.12 (c) zeigt die Stromverläufe in der Stromebene für die Trajektorie mit der kürzesten Zeit bis zum Erreichen des neuen Sollwerts (KZS). Der Verlauf der Übergangstrajektorien wie auch die Zeitverläufe der Ströme in Abb. 6.12 (d) sind auch hier wieder nahezu identisch. Abb. 6.12 (e) zeigt schließlich die Trajektorie, welche am schnellsten das Soll-drehmoment einstellt (SDA), weshalb der Strom hier zunächst so schnell wie möglich in Richtung der Hyperbel konstanten Moments [19] aufgebaut wird und schließlich entlang dieser Hyperbel auf den finalen MMPA-Punkt des Sollwerts von 100 Nm zuläuft [20].

Zur besseren Bewertung der Genauigkeit des PHIL-Prüfstands werden auch hier wieder die Differenzen der abgetasteten Ströme berechnet. Eine Gegenüberstellung der Abweichungen  $\epsilon_{dq}$  der Ströme für die drei verschiedenen Übergangstrajektorien ist in Abb. 6.13 aufgetragen. Wie zu erkennen ist, sind die Abweichungen der q-Ströme zwischen realer Maschine und PHIL-Prüfstand nahezu unabhängig von der verwendeten Übergangstrajektorie. Die Differenzen sind zudem ähnlich wie bei den im vorigen Abschnitt gezeigten q-Stromsprüngen und somit kleiner als 10 A. Demgegenüber unterscheiden sich die Differenzen der Ströme in der d-Achse in Abhängigkeit der Übergangstrajektorie zum Teil sehr deutlich. Die Ursache hierfür ist die begrenzte Ausgangsspannung des MMPMC. Da die hier verwendete Kopplungsinduktivität von  $L_K = 1$  mH deutlich größer ist als die zu emulierenden d-Maschineninduktivitäten (vgl. Tab 6.1), wird eine betragsmäßig größere Gegenspannung als die Klemmenspannung der Maschine benötigt, um die korrekten Stromverläufe nachzubilden. Erreicht der Emulationsumrichter seine Ausgangsspannungsgrenze, kann das gewünschte Verhalten nicht mehr nachgebildet werden und die Nachbildungsgenauigkeit sinkt. Aufgrund der geringeren d-Induktivität erreicht der MMPMC hier deutlich früher die Spannungsgrenze, weshalb die Abbildungsgenauigkeit schlechter ist. Ob bzw. wie stark die Spannungsgrenze die Emulation verfälscht, hängt zudem von der gewählten Trajektorie ab. Je nach Trajektorie unterscheiden sich die zu emulierenden d- und q-Induktivitäten aufgrund der unterschiedlich starken Sättigung in den einzelnen Betriebspunkten. Wie bereits erwähnt, kann dieses Problem nur durch eine höhere Zwischenkreisspannung oder alternativ durch eine geringere Kopplungsinduktivität  $L_K$  gelöst werden. Da die Zwischenkreisspannung des PHIL-Prüfstands nicht beliebig erhöht werden kann, wird die Kopplungsinduktivität im Folgenden auf  $L_K = 500 \mu\text{H}$  reduziert und die drei Drehmomentsprünge werden noch einmal durchgeführt. Die Differenzen der Stromverläufe am PHIL-Prüfstand sowie an der realen Maschine bei

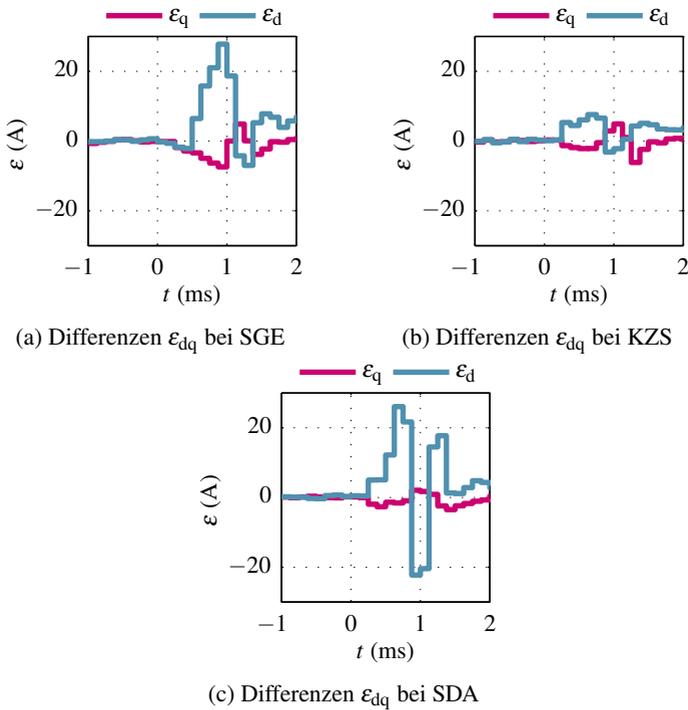


Abbildung 6.13: Berechnete Differenzen  $\varepsilon_{dq}$  der Ströme am PHIL-Prüfstand sowie an der realen Maschine für die drei verschiedenen dynamischen Übergangstrajektorien bei einer Kopplungsinduktivität von  $L_K = 1$  mH.

reduzierter Kopplungsinduktivität sind in Abb. 6.14 aufgetragen. Die prinzipbedingten Fehlspannungszeitflächen des MMPMC führen in diesem Fall zu einer größeren Stromänderung im Kopplungsnetzwerk (vgl. Abb. 5.4 auf Seite 90). Dadurch wird die stationäre Abbildungsgenauigkeit des PHIL-Prüfstands reduziert. Durch einen Vergleich der Stromverläufe zwischen  $t = -1$  ms bis  $t = 0$  ms vor dem Drehmomentsprung von Abb. 6.14 und Abb. 6.13 ist dieser Effekt deutlich zu erkennen. Demgegenüber wird jedoch die Spannungsgrenze während des Sprungs nicht mehr erreicht. Dadurch können die dynamischen Abweichungen für die SDA sowie die SGE-Trajektorie reduziert werden. Aufgrund des größeren Einflusses der Totzeiten und Ungenauigkeiten des MMPMC steigt die

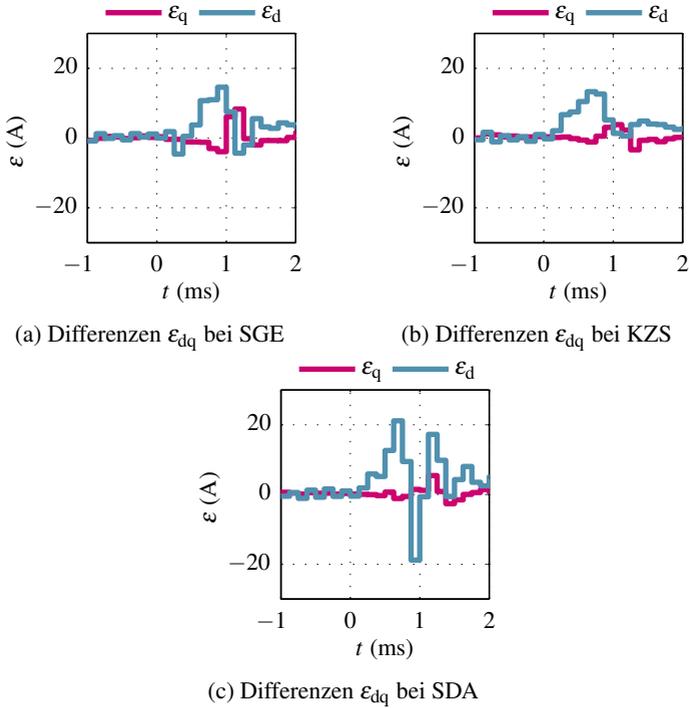


Abbildung 6.14: Berechnete Differenzen  $\epsilon_{dq}$  der Ströme am PHIL-Prüfstand sowie an der realen Maschine für die drei verschiedenen dynamischen Übergangstrajektorien bei einer Kopplungsinduktivität von  $L_K = 500\mu\text{H}$ .

Differenz der Ströme bei KZS jedoch sogar an. Da die Spannungsgrenze jetzt nicht mehr erreicht wird, sind in diesem Fall die maximalen Differenzen zwischen realer Maschine und PHIL-Prüfstand für alle drei Trajektorien in etwa gleich.

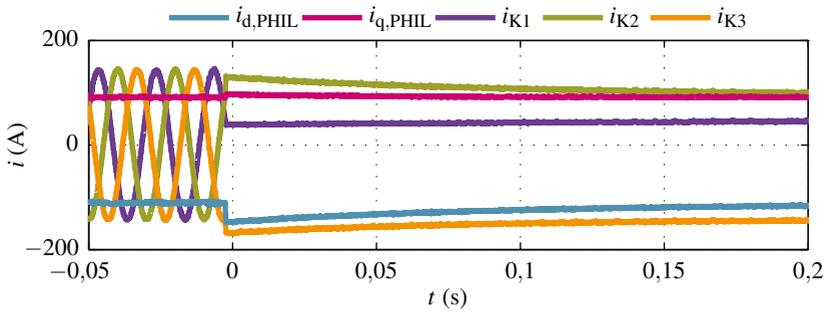
### 6.3 Nachbildung von Fehlerfällen

Neben dem regulären Betrieb des DUT-Umrichters erlauben Power Hardware-in-the-Loop Prüfstände zusätzlich die Nachbildung von beliebigen elektrischen

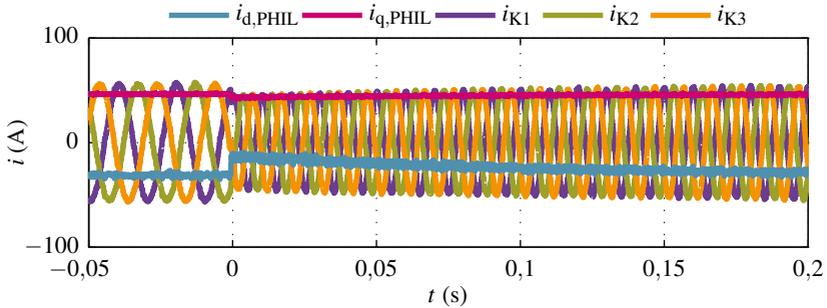
und mechanischen Fehlerfällen. Zur Veranschaulichung der Möglichkeiten eines PHIL-Prüfstands werden im Folgenden einige Fehlerfälle emuliert. Dabei wird zunächst das Verhalten des DUT-Stromreglers im Fall eines mechanischen Fehlers der Maschine untersucht und anschließend die Reaktion des PHIL-Prüfstands für einen elektrischen Fehler bewertet. Aufgrund der besseren stationären Emulationsgenauigkeit werden diese Messungen bei einer Kopplungsinduktivität von  $L_K = 1 \text{ mH}$  durchgeführt. Die Zwischenkreisspannungen betragen weiterhin unverändert  $U_{ZK,DUT} = 300 \text{ V}$  sowie  $U_{DC} = 650 \text{ V}$ .

### Mechanische Fehlerfälle

Die Emulation von Fehlerfällen, welche nicht oder nur unter größtem Aufwand an realen Prüfständen nachgebildet werden können, ist beim Einsatz eines PHIL-Prüfstands von besonderem Interesse [7]. So ist beispielsweise der maximal erreichbare Drehzahlgradient eines konventionellen rotierenden Prüfstands durch die Summe seiner Trägheitsmomente (Rotor der Antriebsmaschine, Kupplung, Rotor der Lastmaschine etc.) physikalisch begrenzt. Aufgrund der Wachstumsgesetze einer elektrischen Maschine können diese Grenzen zudem auch durch einen optimal gestalteten Prüfstand nicht beliebig verschoben werden. Besonders das zusätzliche, durch die Lastmaschine eingebrachte Trägheitsmoment beschränkt bzw. verfälscht dabei die möglichen Drehzahlgradienten am konventionellen Motorprüfstand im Vergleich zur realen Antriebsapplikation. Im Hinblick auf den Einsatz elektrischer Antriebe in Kraftfahrzeugen muss jedoch die funktionale Sicherheit des Umrichters nachgewiesen werden [7]. Dazu muss das Verhalten des Umrichters unter allen erdenklichen Fehlerfällen untersucht werden. Ein Bruch der Welle, ein blockierender Rotor oder aber auch Fahrsituationen wie Aquaplaning oder Glatteis, in denen elektronische Stabilitätsprogramme oder Antiblockiersysteme eingreifen, sind hierfür nur einige Beispiele. Die Drehzahlgradienten, die dabei auftreten, werden durch die Trägheitsmomente des Antriebsstrangs bestimmt und können sich darüber hinaus im Betrieb, z.B. im Fall einer gebrochenen Antriebswelle, ändern. Aufgrund dieser Problematik stoßen hier konventionelle Motorprüfstände an ihre Grenzen. Demgegenüber können an PHIL-Prüfständen sämtliche elektrischen wie auch mechanischen Parameter der Maschine frei eingestellt werden, sodass diese Tests daran sehr einfach durchgeführt werden können. Abb. 6.15 zeigt beispielhaft das Verhalten des DUT-Umrichters am PHIL-Prüfstand für zwei außergewöhnliche Drehzahlsprünge. In Abb. 6.15 (a) ist ein Drehzahlsprung von  $n = 1000 \text{ min}^{-1}$  auf  $n = 0 \text{ min}^{-1}$  bei einem Drehmomentsollwert von  $75 \text{ Nm}$  abgebildet. Abb. 6.15 (b) zeigt demgegenüber einen



(a) Emulation eines Drehzahlsprungs von  $n = 1000 \text{ min}^{-1}$  auf  $n = 0 \text{ min}^{-1}$



(b) Emulation eines Drehzahlsprungs von  $n = 1000 \text{ min}^{-1}$  auf  $n = 2000 \text{ min}^{-1}$

Abbildung 6.15: Zeitverläufe der Ströme am PHIL-Prüfstand für verschiedene Drehzahlsprünge [E5].

plötzlichen Drehzahlsprung von  $n = 1000 \text{ min}^{-1}$  auf  $n = 2000 \text{ min}^{-1}$  bei einem Drehmomentsollwert von  $25 \text{ Nm}$  [E5]. Eine solch abrupte Drehzahländerung ist zwar in der Realität nicht möglich, zeigt aber als Extremfall sehr deutlich die Möglichkeiten eines PHIL-Prüfstands. Da die Genauigkeit der Maschinenemulation bereits nachgewiesen ist, erlaubt der PHIL-Prüfstand das zuverlässige Testen des DUT-Umrichters unter beliebigen mechanischen Randbedingungen [E5].

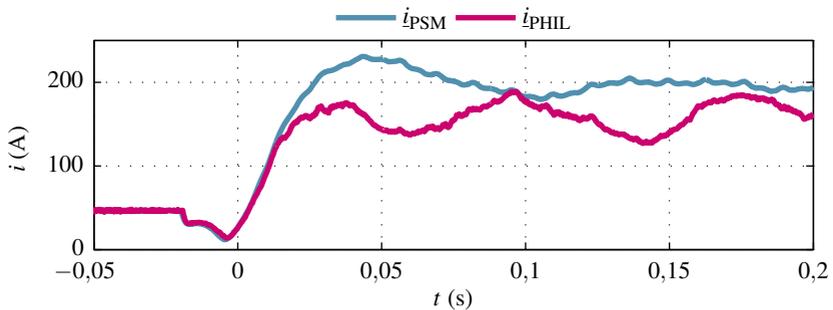


Abbildung 6.16: Zeitverlauf des Stroms an der realen Maschine sowie am PHIL-Prüfstand während eines dreiphasigen Kurzschlusses.

### Elektrische Fehlerfälle

Neben mechanischen Fehlern können an Maschinen auch Fehler im elektrischen Teilsystem auftreten. Daher müssen diese Fehler ebenfalls korrekt nachgebildet werden. Das aktuelle Maschinenmodell lässt aufgrund der Modellbildung beispielsweise die Emulation von zwei- und dreiphasigen Kurzschlüssen zu. Da der Sternpunkt der Maschine nicht verbunden ist und damit auch nicht modelliert wird, sind einphasige Kurzschlüsse nicht möglich. Aufgrund der geringeren Peak-Ströme wird hier ein dreiphasiger Kurzschluss nachgebildet. Die Maschine wird dafür bei einer Drehzahl von  $n = 250 \text{ min}^{-1}$ , einem Drehmoment von  $20 \text{ Nm}$  und einem elektrischen Rotorpositionswinkel von  $\gamma = \pi$  über den DUT-Umrichter aktiv kurzgeschlossen. Bedingt durch den maximalen Ausgangsstrom des PHIL-Prüfstands von ca.  $220 \text{ A}$  konnte die Maschine bei keiner höheren Drehzahl kurzgeschlossen werden. Der Betrag des gemessenen Stromraumzeigers  $|\hat{i}_{dq}|$  während des Kurzschlusses der realen Maschine sowie des PHIL-Prüfstand ist in Abb. 6.16 aufgetragen. Es ist zu erkennen, dass der PHIL-Prüfstand zu Beginn im Bereich von  $t = -0,05 \text{ s}$  bis  $t = 0,01 \text{ s}$  das Kurzschlussverhalten der Maschine sehr präzise nachbildet. Der stationäre Endwert des Kurzschlussstroms am PHIL-Prüfstand weicht jedoch deutlich vom stationären Endwert der realen Maschine ab. Die Ursache hierfür ist auch an dieser Stelle die Ungenauigkeit des MMPMC. Aufgrund der niedrigen Dreh-

zahl beträgt die berechnete Gegenspannung, um einen Strom  $i_{\text{PSM}}$  von ca. 200 A einzuprägen:

$$u_{\text{EMC0},x} = \omega \cdot L_K \cdot i_{\text{PSM}} = 5,23 \text{ V} \quad (6.5)$$

Diese Spannung liegt dabei in der Größenordnung der in Abb. 6.5 identifizierten Fehlspannung des MMPMC. Dadurch bestimmt die Genauigkeit des Emulationsumrichters auch in diesem Fall die Genauigkeit der PHIL-Emulation.

## 6.4 Bewertung

Da die Emulationsgenauigkeit eines PHIL-Prüfstand von vielen Faktoren abhängig ist, schließt dieses Kapitel mit einer ganzheitlichen Bewertung der Ergebnisse.

Die zuvor gezeigten stationären Messergebnisse zeigen Abweichungen zwischen PHIL-Prüfstand und realer Maschine von maximal sechs Ampere bzw. 3 % in der gesamten Stromebene. Die stationäre Genauigkeit des aufgebauten PHIL-Prüfstands ist daher sehr gut.

Bei der dynamischen Validierung von hochdynamischen Strom- und Drehmomentsprüngen zeigt der PHIL-Prüfstand ebenfalls sehr gute Ergebnisse, wobei die Abweichungen im dynamischen Fall größer sind als im stationären Betrieb. Die statistische Auswertung der Stromsprünge zeigt, dass der PHIL-Prüfstand transiente Stromänderungen in der Maschine mit einem Fehler von weniger als 10% der Sprunghöhe nachbildet. Die geringe Standardabweichung der einzelnen Messungen unterstreicht zudem die gute Reproduzierbarkeit der Ergebnisse. Die verbleibenden Abweichungen zwischen PHIL-Prüfstand und realer Maschine sind außerdem nicht durch das zugrunde liegende Emulationskonzept bedingt, sondern können vollständig über bisher vernachlässigte Effekte in der Modellbildung der Maschine (vgl. Kap. 3.2), über Stellfehler und Totzeiten des Emulationsumrichters sowie über Messfehler erklärt werden.

Die Nachbildung von einigen beispielhaften Fehlerfällen, wie einem Bruch der Motorwelle oder einem blockierenden Rotor zeigt zudem die Überlegenheit eines PHIL-Prüfstands gegenüber einem konventionellen Motorprüfstand in der Entwicklung elektrischer Antriebssysteme. Solche Fehlerfälle sind an konventionellen Motorprüfständen nicht bzw. nur mit sehr hohem Aufwand nachstellbar. Es konnte jedoch gezeigt werden, dass diese Fehler an einem validen PHIL-Prüfstand durch die Anpassung eines Parameters im Maschinenmodell sehr einfach nachgestellt werden können.

Bei der Bewertung der Genauigkeit eines PHIL-Prüfstands muss zudem berücksichtigt werden, dass die Parameter der nachgebildeten Maschine selbst nicht mit absoluter Genauigkeit gemessen werden können, sondern die Genauigkeit der Parameter immer durch die verwendete Messtechnik bestimmt wird. Darüber hinaus unterliegen in Serie gefertigte elektrische Maschinen Fertigungsstreuungen. Diese werden beispielsweise durch Qualitätsunterschiede im eingesetzten Elektrolech, Unterschiede beim Zuschnitt durch Stanzwerkzeuge, Laser oder Wasserstrahlschneider sowie der Paketierung verursacht. Die Fertigungsstreuungen dürfen dabei laut IEC-Norm [64] im Fall des Drehmoments bei einer Synchronmaschine bis zu -15% bzw. +25% des Anlaufdrehmoments bzw. -10% des Kippmoments betragen. Anhand der Drehmomentgleichung der PSM (3.33) ist ersichtlich, dass diese Unterschiede nur über Abweichungen der Flussverkettungen in der gleichen Höhe erklärbar sind. Die Kennfelder der Flussverkettungen werden dabei gleichzeitig für die Parametrierung des PHIL-Prüfstands verwendet. Damit ist die Maschinenemulation in den gezeigten stationären und dynamischen Betriebsfällen bereits genauer als die laut Norm zulässigen Fertigungstoleranzen. Aus diesem Grund liefert der hier aufgebaute Maschinenemulator unter Umständen bereits reproduzierbarere Ergebnisse als zwei vermeintlich gleiche Motoren.

Insgesamt steht daher ein PHIL-Prüfstand zur Verfügung, der erstmalig die hochdynamische ganzheitliche Nachbildung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Berücksichtigung von Sättigung, Kreuzverkopplung und magnetischer Anisotropie bis auf die Ebene der taktfrequenten Stromrippel erlaubt. Der PHIL-Prüfstand ermöglicht zudem erstmals das Testen eines DUT-Umrichters unabhängig vom verwendeten Regelverfahren an der dynamischen Systemgrenze der Maschine.



# 7

## Zusammenfassung

Die zunehmende Verbreitung elektrischer Antriebe und deren Einsatz in immer komplexeren Antriebslösungen führte in den letzten Jahren zu neuen innovativen Werkzeugen in der Entwicklung elektrischer Antriebssysteme. Bedingt durch die gestiegenen Anforderungen hinsichtlich der Funktionalität und Zuverlässigkeit sowie der Sicherheit wurden daher Power Hardware-in-the-Loop Emulatoren zur Nachbildung elektrischer Maschinen entwickelt. Der Einsatz eines Power Hardware-in-the-Loop Emulators war dabei jedoch bisher auf elektrische Maschinen mit linearem Verhalten begrenzt. Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist es daher, auch nichtlineare, magnetisch anisotrope, hoch ausgenutzte Synchronmaschinen, wie sie heute häufig in Elektro- und Hybridfahrzeugen eingesetzt werden, ganzheitlich bis auf die Ebene des taktfrequenten Stromrippels nachzubilden.

Ausgehend vom Ersatzschaltbild einer dreiphasigen Drehfeldmaschine wird zunächst die Problemstellung bei der Nachbildung einer nichtlinearen Maschine hergeleitet. Anhand dieser Problemstellung wird ein Emulationskonzept erarbeitet, das die Nachbildung einer solchen Maschine einschließlich der taktfrequenten Stromrippele erlaubt. Das Emulationskonzept definiert dabei die Anforderungen, die an das Maschinenmodell, den Emulationsumrichter sowie die Signalverarbeitung gestellt werden. Anhand der physikalischen Grundgleichungen wird anschließend das Modell einer hoch ausgenutzten, permanentmagneterregten Synchronmaschine hergeleitet und um die Berechnung der Gegenspannung an einem beliebigen ohmsch-induktiven Kopplungsnetzwerk zwischen Emulationsumrichter und Prüfling erweitert. Bei der Modellierung der

Maschine wird die magnetische Anisotropie ebenso wie Sättigungs- und Kreuzverkopplungseffekte berücksichtigt. Darüber hinaus wird das Modell diskretisiert und auf Stabilität untersucht. Die Umwandlung in Festkommandarstellung und die Umsetzung des Maschinenmodells in VHDL wird automatisiert in Matlab/Simulink durchgeführt. Dadurch können die Parameter der nachgebildeten Maschine sehr einfach angepasst werden. Anschließend wird das Maschinenmodell auf das Signalverarbeitungssystem des PHIL-Prüfstands übertragen und mit einer Frequenz von 1,5 MHz in Echtzeit berechnet.

Zur Nachbildung des Leistungsflusses der Maschine wird ein neuartiger Modularer-Multiphasen-Multilevel Umrichter (MMPMC) entwickelt. Der Umrichter ist dabei speziell auf die Anforderungen des Emulationskonzepts angepasst. Der MMPMC besteht aus Halbbrücken, die über flusskompensierte Drosseln parallel geschaltet sind. Dadurch kann der Ausgangsstrom des Umrichters skaliert und gleichzeitig eine mehrstufige Ausgangsspannung erzeugt werden. Ein neuartiges Modulationsverfahren sorgt mithilfe eines Sortieralgorithmus für die gleichmäßige Aufteilung des Ausgangsstroms auf die einzelnen Zweige. Der MMPMC besitzt näherungsweise das Verhalten einer hochdynamischen, frei einstellbaren Spannungsquelle.

Auf Basis der theoretischen Vorarbeiten wird ein Prototyp des PHIL-Prüfstands aufgebaut. Der darin verwendete dreiphasige MMPMC wird auf eine Ausgangsleistung von 100 kW ausgelegt und erzeugt eine siebenstufige, potentialgetrennte Ausgangsspannung mit einer resultierenden Modulationsfrequenz von 120 kHz. Mithilfe eines Referenzprüfstands werden anschließend umfangreiche stationäre sowie dynamische Messungen durchgeführt, um die Qualität des aufgebauten Maschinenemulators zu bewerten. Hierfür wird der DUT-Umrichter ohne weitere Anpassungen der Hard- und Software am realen Motor als auch am PHIL-Prüfstand betrieben. Im Rahmen dieser Messungen kommt ein hochperformanter, modellprädiktiver, trajektorienbasierter Stromregler zum Einsatz. Die Dynamik der Stromregelung wird daher lediglich durch die Maschinenparameter begrenzt. Vergleichende Messungen in der gesamten Stromebene zeigen die stationäre Qualität der Emulation einer nichtlinearen, permanentmagneterregten Synchronmaschine inklusive der taktfrequenten Stromrippel. Die präzise Emulation transients Vorgänge wird schließlich durch umfangreiche Strom- und Drehmomentsprünge nachgewiesen. Neben einzelnen Sprüngen wird dabei zusätzlich die Reproduzierbarkeit der Ergebnisse durch die statistische Auswertung einer Vielzahl von d- und q-Stromsprüngen untersucht. Die geringen Standardabweichungen der einzelnen Abtastwerte belegen die gute Reproduzierbarkeit der Emulationsergebnisse.

Resultierend bildet der aufgebaute PHIL-Prüfstand die Maschine stationär sowie dynamisch mit Abweichungen von wenigen Prozent nach. Damit sind die Abbildungsfehler durch den Maschinenemulator geringer als die zulässigen Fertigungsstreuungen elektrischer Maschinen.

Die Überlegenheit eines PHIL-Prüfstands in der Entwicklung elektrischer Antriebssysteme wird zudem durch die Emulation mechanischer Fehlerfälle wie etwa einem Bruch der Motorwelle oder einem blockierenden Rotor unter Beweis gestellt. Solche Fehlerfälle sind an konventionellen Motorprüfständen nicht bzw. nur mit sehr hohem Aufwand nachstellbar. Es wird jedoch gezeigt, dass diese Fehler an einem validen PHIL-Prüfstand sehr einfach durch die Anpassung eines Parameters im Maschinenmodell nachgestellt werden können.

Die Arbeit leistet damit einen Beitrag zur vollständigen stationären sowie dynamischen Power Hardware-in-the-Loop Emulation permanentmagneterregter Synchronmaschinen unter Berücksichtigung von Sättigung, Kreuzverkopplung und magnetischer Anisotropie, welche im Rahmen dieser Arbeit erstmalig bis auf die Ebene der taktfrequenten Stromrippel durchgeführt werden konnte. Der entwickelte PHIL-Prüfstand ist dabei jedoch nicht auf die permanentmagneterregte Synchronmaschine begrenzt, sondern kann grundsätzlich per Software umgerüstet und zur Nachbildung beliebiger dreiphasiger, im Stern verschalteter elektrischer Maschinen verwendet werden.

## Ausblick

Aufbauend auf den Ergebnissen dieser Arbeit eröffnet sich ein weites Gebiet für zukünftige Weiterentwicklungen des PHIL-Emulators. Die Qualität der vorgestellten Maschinenemulation wird prinzipbedingt lediglich durch die Totzeit und die Genauigkeit des verwendeten Signalverarbeitungssystems sowie des Emulationsumrichters bestimmt. Diese kann dabei durch den Einsatz hochperformanter A/D-Wandler, wie sie beispielsweise in Oszilloskopen verwendet werden, oder noch leistungsfähigerer FPGAs mit bereits heute zur Verfügung stehender Technik weiter gesteigert werden.

Darüber hinaus kann das Modell der nachgebildeten Maschine ebenfalls erweitert werden. Der PHIL-Prüfstand erlaubt dabei grundsätzlich die Modellierung beliebiger Effekte im elektrischen und mechanischen Teilsystem. Die Nachbildung von Oberwellen, Eisenverlusten, Temperaturabhängigkeiten, Windungskurzschlüssen, Schwingungen im Antriebsstrang oder fehlerhafter Gebersignale sind dabei nur einige Beispiele, welche die Testmöglichkeiten und funktionalen Vorteile des PHIL-Prüfstands weiter steigern würden. Um die Parametrierung

des Maschinenemulators zu vereinfachen könnte das Maschinenmodell zudem in eine normierte Darstellung überführt werden [S16].

Der PHIL-Prüfstand kann darüber hinaus zukünftig auch zur Nachbildung weiterer Maschinentypen wie Asynchron- [S13] oder synchroner Reluktanzmaschinen verwendet werden. Das zugrunde liegende Emulationskonzept kann hierfür ebenfalls unverändert übernommen werden. Die Modellierung dieser Maschinen ist in der Literatur bekannt und muss daher lediglich analog zur hier vorgestellten Modellbildung der permanentmagneterregten Synchronmaschine um die Berechnung der Gegenspannung erweitert werden. Die Maschinenemulation ist zudem keinesfalls auf dreiphasige Maschine beschränkt, sondern kann grundsätzlich auch auf mehrphasige oder fremderregte Maschinen übertragen werden.

Das vorgestellte Emulationskonzept, das Prinzip der Maschinenmodellierung sowie die verwendete Umrichtertopologie zur Nachbildung des Leistungsflusses können somit zukünftig auf eine Vielzahl von Anwendungen adaptiert werden, um den gestiegenen Anforderungen bei der Entwicklung elektrischer Antriebe gerecht zu werden und einen PHIL-Prüfstand endgültig als gleichwertiges äquivalent zu einer realen Maschine einzusetzen.

# Symbolverzeichnis

## Abkürzungen

|      |   |
|------|---|
| A/D  | Analog / Digital                                |
| Abb. | Abbildung                                       |
| AFE  | Active Front End                                |
| ASM  | Asynchronmaschine                               |
| D/A  | Digital / Analog                                |
| DBS  | Drehstrombrückenschaltung                       |
| DDR  | Double Data Rate                                |
| dq   | rotororientiert (Direkt- und Querachse)         |
| DSM  | Direkte Selbst-Modulation                       |
| DSP  | Digitaler Signalprozessor                       |
| DUT  | Prüfling – Device Under Test                    |
| EMC  | Emulationsumrichter – Emulation Converter       |
| EMV  | Elektromagnetische Verträglichkeit              |
| EPSR | Einplatinenstromrichter                         |
| ETI  | Elektrotechnisches Instiut                      |
| FEM  | Finite-Elemente-Methode                         |
| FPGA | Field Programmable Gate Array                   |
| HIL  | Hardware-in-the-Loop                            |
| HMK  | Hochleistungsmodulorkarte                       |
| I/O  | Eingabe/Ausgabe – Input/Output                  |
| IC   | Integriererter Schaltkreis – Integrated Circuit |
| IGBT | Insulated-Gate Bipolar Transistor               |

|        |  |
|--------|--|
| KZS    | kürzeste Zeit zu den Sollwerten                                  |
| LUT    | Lookup-Tabelle   |
| MB     | Megabyte   |
| MFT    | Mittelfrequenztransformator                                      |
| MIL    | Model-in-the-Loop  |
| MMC    | Modularer-Multilevel Umrichter                                   |
| MMPA   | maximales Moment pro Ampere                                      |
| MMPMC  | Modularer-Multiphasen-Multilevel Umrichter                       |
| MOSFET | Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor                |
| PC     | Personal Computer  |
| PHIL   | Power Hardware-in-the-Loop                                       |
| PSM    | Permanentmagneterregte Synchronmaschine                          |
| PWM    | Pulsweitenmodulation   |
| RTOS   | Echtzeit-Simulationssystem – Real-Time Operationg System         |
| SDA    | schnelle Drehmomentantwort                                       |
| SDRAM  | Synchronous Dynamic Random Access Memory                         |
| SGE    | Stromgerade  |
| SiC    | Siliziumkarbid   |
| SIL    | Software-in-the-Loop   |
| SPI    | Serial Peripheral Interface                                      |
| SRAM   | Static Random Access Memory                                      |
| SSMU   | sequentiell schaltender Multiphasen-Umrichter                    |
| U-f    | Spannungs-Frequenz-Kennlinienverfahren                           |
| USB    | Universal Serial Bus   |
| vgl.   | vergleiche   |
| VGMU   | versetzt getakteter Multiphasen-Umrichter                        |
| VHDL   | Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language |

## Formelzeichen

### Allgemeine Größen

|                                    |   |
|------------------------------------|---|
| $\kappa$                           | Variable für alle elektrischen Größen $\kappa \in \{\psi, u, i\}$ |
| $\underline{\kappa}^{\alpha\beta}$ | Raumzeiger im statorfesten alpha-beta Bezugssystem                |
| $\underline{\kappa}^{dq}$          | Raumzeiger im rotorfesten d-q Bezugssystem                        |

|          |   |
|----------|---|
| $k$      | Zählvariable der Zeitschritte nach der Diskretisierung $k \in \mathbb{N}$ |
| $\mu$    | Erwartungswert  |
| $\sigma$ | Standardabweichung  |
| $x$      | Zählvariable der drei Phasen $x \in \{1,2,3\}$                            |
| $y$      | Zählvariable der Zweignummern des MMPMC $y \in \{1,2..n\}$                |

### Reale Maschine

|             |  |
|-------------|--|
| $\gamma$    | Elektrischer Rotorpositionswinkel  |
| $i_S$       | Strangstrom der realen Maschine  |
| $i_d$       | Strom der direkten Achse   |
| $i_q$       | Strom der Querachse  |
| $J$         | Trägheitsmoment der Maschine   |
| $L_S$       | Induktivität der Statorwicklung einer Drehfeldmaschine                   |
| $L_d$       | Sekanteninduktivität der direkten Achse                                  |
| $L_q$       | Sekanteninduktivität der Querachse                                       |
| $L_{dd}$    | Differentielle d-Induktivität der d-Achse                                |
| $L_{qq}$    | Differentielle q-Induktivität der q-Achse                                |
| $L_{dq}$    | Differentielle q-Induktivität der d-Achse                                |
| $L_{qd}$    | Differentielle d-Induktivität der q-Achse                                |
| $M_i$       | Inneres Moment der Maschine  |
| $M_L$       | Lastmoment   |
| $p$         | Polpaarzahl  |
| $\psi_S$    | Flussverkettung eines Statorstrangs                                      |
| $\psi_d$    | Flussverkettung der direkten Achse                                       |
| $\psi_q$    | Flussverkettung der Querachse  |
| $\psi_{PM}$ | Permanentmagnet Fluss  |
| $R_S$       | Ohmscher Widerstand der Statorwicklung einer beliebigen Drehfeldmaschine |
| $T_{Az}$    | Maximal zulässige Abtastzeit des zeitdiskreten Maschinenmodells          |
| $u_S$       | Strangspannung einer Drehfeldmaschine                                    |
| $u_d$       | Spannung der direkten Achse  |
| $u_q$       | Spannung der Querachse   |

|          |  |
|----------|--|
| $\Omega$ | Mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors |
| $\omega$ | Elektrische Winkelgeschwindigkeit            |

### Maschinenemulator

|                  |   |
|------------------|---|
| $A_{KL}$         | Kernquerschnittsfläche einer flusskompensierten Drossel des MMPMC   |
| $A_{K,MFT}$      | Kernquerschnittsfläche des MF-Trafos  |
| $A_{L,xy}$       | Magnetischer Leitwert der flusskompensierten Drossel $y$ in der Phase $x$ des MMPMC                               |
| $a_{MMPMC,x}$    | Aussteuergrad der Phase $x$ des Emulationsumrichters  |
| $B_{MFT,max}$    | Maximale Flussdichte des MF-Trafos  |
| $B_{L,max}$      | Maximale Flussdichte einer flusskompensierten Drossel des MMPMC   |
| $C_F$            | Kapazität des LCL-Filternetzwerks zwischen DUT und EMC  |
| $C_{Sk}$         | Kapazität des Schwingkreiskondensators im Gegentaktdurchflusswandler  |
| $D_{Modul}$      | Gesamtspeichergroße eines SRAM-Moduls   |
| $f_{EMC}$        | Modulationsfrequenz des MMPMC   |
| $f_{MF,res}$     | Resonanzfrequenz des Schwingkreises im Gegentaktdurchflusswandler   |
| $f_{Modell}$     | Berechnungsfrequenz des Maschinenmodells  |
| $f_S$            | Mittlere Schaltfrequenz eines Zweigs des MMPMC  |
| $f_{MFT}$        | Taktfrequenz des Gegentaktdurchflusswandlers  |
| $i_K$            | Strangstrom im Kopplungsnetzwerk des Emulationsumrichters   |
| $i_{LCM}$        | Gleichtaktstrom einer flusskompensierten Drossel des MMPMC  |
| $\epsilon_{u,x}$ | Fehler der Spannungszeitfläche der Phase $x$ bei direkter Selbst-Modulation                                       |
| $i_{Th}$         | Schwellwert der kombinierten Sortierung der den Übergang zwischen einfacher und vollständiger Sortierung bestimmt |
| $L_{xy}$         | Flusskompensierte Drossel der Phase $x$ im Zweig $y$  |
| $L_h$            | Hauptinduktivität der flusskompensierten Drossel  |
| $L_\sigma$       | Streuinduktivität der flusskompensierten Drossel  |
| $L_{DM,x,res}$   | Resultierende Gegentaktinduktivität der Phase $x$ des MMPMC   |

|                  |  |
|------------------|--|
| $L_{CM,x,res}$   | Resultierende Gleichtaktinduktivität der Phase $x$ des MMPMC                           |
| $L_K$            | Induktivität des Kopplungsnetzwerks zwischen DUT und EMC                               |
| $L_{\sigma,MFT}$ | Resultierende Streuinduktivität des MF-Trafos  |
| $n$              | Anzahl paralleler Zweige eines Multiphasen-Umrichters<br>( $n \in \mathbb{N}$ )        |
| $n_L$            | Anzahl der Drosseln eines Multiphasen-Umrichters                                       |
| $n_{St}$         | Anzahl Spannungsstufen eines Multilevel-Umrichters                                     |
| $n_{High,x}$     | Anzahl eingeschalteter Zweige der Phase $x$ des MMPMC                                  |
| $n_{Stw}$        | Anzahl der Spannungsstufenwechsel während einer Periode der Ausgangsspannung des MMPMC |
| $P_{N,PHIL}$     | Maximale Ausgangsleistung des PHIL-Prüfstands  |
| $\Psi_{MFT,max}$ | Maximale Flussverkeftung des MF-Trafos   |
| $q_{L,xy}$       | Kupferquerschnitt einer Wicklung der flusskompensierten Drossel $y$ im Zweig $x$       |
| $R_K$            | Ohmscher Widerstand des Kopplungsnetzwerks zwischen DUT und EMC                        |
| $T_{EMC}$        | Modulationsperiode des MMPMC   |
| $T_{Modell}$     | Abtastzeit des Maschinenmodells  |
| $U_{AFE}$        | Zwischenkreisspannung des AFE-Umrichters   |
| $U_{DC}$         | Zwischenkreisspannung des Emulationsumrichters   |
| $u_{EMC}^*$      | Sollwert der Ausgangsspannung des Emulationsumrichters                                 |
| $u_{EMC}$        | Ausgangsspannung des Emulationsumrichters  |
| $u_G$            | Gegenspannung am Kopplungsnetzwerk des PHIL-Prüfstands                                 |
| $u_{G,A}$        | Gegenspannung am Kopplungsnetzwerk für einen aktiven Schaltzustand des DUT             |
| $u_{G,F}$        | Gegenspannung am Kopplungsnetzwerk für einen Freilauf Schaltzustand des DUT            |
| $u_{G,d}$        | Gegenspannung am Kopplungsnetzwerk des PHIL-Prüfstands für die direkte Achse           |
| $u_{G,q}$        | Gegenspannung am Kopplungsnetzwerk des PHIL-Prüfstands für die Querachse               |
| $u_K$            | Phasenspannung des Kopplungsnetzwerks  |
| $u_{K,d}$        | Spannung des Kopplungsnetzwerks in der direkten Achse                                  |
| $u_{K,q}$        | Spannung des Kopplungsnetzwerk in der Querachse  |

|              |  |
|--------------|--|
| $I_{N,PHIL}$ | Maximaler Ausgangsstrom des PHIL-Prüfstands                |
| $U_{N,PHIL}$ | Maximale Ausgangsspannung des PHIL-Prüfstands              |
| $U_n$        | Spannung einer Spannungsstufe des MMPMC                    |
| $u_{S,PHIL}$ | Strangspannungen des PHIL-Prüfstands                       |
| $w_{MFT}$    | Windungszahl einer Wicklung des MF-Trafos                  |
| $w_{L,xy}$   | Windungszahl einer Wicklung der flusskompensierten Drossel |

## Prüfung

|                    |  |
|--------------------|--|
| $\varepsilon_{dq}$ | Differenz zwischen den vom DUT-Umrichter abgetasteten d- und q-Ströme am PHIL-Prüfstand und an der realen Maschine |
| $i_d^*$            | Sollwert des d-Stroms  |
| $i_q^*$            | Sollwert des q-Stroms  |
| $M^*$              | Sollwert des Drehmoments   |
| $T_A$              | Abtastzeit/ Regelperiode des DUT-Umrichters  |
| $I_{C,SkiiP}$      | Maximaler Kollektorstrom des SkiiP-Moduls  |
| $U_{CE,SkiiP}$     | Maximale Kollektor-Emitter-Spannung des SkiiP-Moduls   |
| $u_{DUT,A}$        | Ausgangsspannung des DUT für einen aktiven Schaltzustand   |
| $u_{DUT,F}$        | Ausgangsspannung des DUT für einen Freilauf  |
| $U_{ZK,DUT}$       | Zwischenkreisspannung des DUT-Umrichters   |

# Abbildungsverzeichnis

|     |  |    |
|-----|--|----|
| 1.1 | Schematische Darstellung einer Software-in-the-Loop Simulation: Softwaremodelle der entwickelten Komponenten werden zusammen mit einem Streckenmodell auf einem Standard PC simuliert. . . . .   | 3  |
| 1.2 | Schematische Darstellung einer Hardware-in-the-Loop Simulation: Die entwickelte Hardware der Umrichtersteuerung wird über ihre analogen und digitalen Schnittstellen an ein Echtzeit-Simulationsmodell des Umrichters und der Maschine angebunden. . . . . | 4  |
| 1.3 | Schematische Darstellung eines konventionellen Motorprüfstands: Der vollständige Antriebsumrichter wird im Zusammenspiel mit dem realen Motor betrieben. Dadurch kann zusätzlich der Leistungsteil des Umrichters geprüft werden. . . . .                  | 5  |
| 1.4 | Schematische Darstellung eines Power Hardware-in-the-Loop Prüfstands: Der Motorprüfstand wird durch eine leistungselektronische Nachbildung der Maschine ersetzt. Der PHIL-Prüfstand verhält sich dabei identisch zum realen Motor. . . .                  | 6  |
| 1.5 | Struktureller Aufbau des Buches. . . . .   | 9  |
| 2.1 | Schematische Darstellung eines PHIL-Prüfstands mit Induktivitäten als Kopplungsnetzwerk zwischen EMC und DUT. . .  | 12 |
| 2.2 | Schematische Darstellung eines PHIL-Prüfstand mit LCL-Filter als Kopplungsnetzwerk zwischen EMC und DUT. . . . .   | 15 |
| 2.3 | Gegenüberstellung des Ersatzschaltbildes der realen Maschine (a) sowie des PHIL-Püfstands (b). . . . .   | 18 |
| 2.4 | Illustration der Anforderungen an das PHIL-Konzept: Einphasiges Ersatzschaltbild des PHIL-Prüfstands für einen aktiven Schaltzustand (a) sowie für einen Freilauf Zustand (b). . . . .   | 19 |

|      |   |    |
|------|---|----|
| 2.5  | Schematischer Aufbau des entwickelten PHIL-Prüfstands sowie des verwendeten DUT. . . . .  | 20 |
| 2.6  | Schematische Darstellung des Echtzeit-Signalverarbeitungssystems. . . . .   | 22 |
| 3.1  | Verschiedene Rotorbauformen der PSM [19] . . . . .  | 24 |
| 3.2  | Gegenüberstellung der Ersatzschaltbilder von PSM und PHIL-Prüfstand [E4]. . . . .   | 25 |
| 3.3  | Stator- und rotororientiertes Koordinatensystem [19]. . . . .   | 28 |
| 3.4  | Gemeinsame Flusspfade des d-Flusses (blau) und des q-Flusses (orange) in der Maschine [19]. . . . .   | 30 |
| 3.5  | Flussverkettungskennfelder der nachgebildeten PSM [20] . . . . .  | 32 |
| 3.6  | Differentielle Induktivitäten der nachgebildeten PSM [20] . . . . .   | 34 |
| 3.7  | Ablauf des Implementierungsprozesses des PSM-Maschinenmodells. . . . .  | 42 |
| 3.8  | Vergleich der Zeitverläufe der im Maschinenmodell berechneten und am Motorprüfstand gemessenen Maschinenströme während eines q-Stromsprungs. . . . .  | 44 |
| 3.9  | Versuchsaufbau zur Validierung des Maschinenmodells in Verbindung mit dem Echtzeit-Signalverarbeitungssystem. . . . .   | 46 |
| 3.10 | Vergleich der Zeitverläufe eines q-Stromsprungs im Maschinenmodell des Echtzeit-Signalverarbeitungssystems und dem Matlab/Simulink Modell in Gleitkommadarstellung. . . . .                                 | 47 |
| 4.1  | Vereinfachte Darstellung eines SSMU Umrichters [13]. . . . .  | 50 |
| 4.2  | Vereinfachte Darstellung eines LINUM-Umrichters [29]. . . . .   | 51 |
| 4.3  | Vereinfachte Darstellung eines versetzt getakteten Multiphasen-Umrichters mit Einzeldrosseln (VGMU) [32] sowie flusskompensierten Drosseln (VGMU-F) zur Parallelschaltung der Brückenarme [51]. . . . .     | 52 |
| 4.4  | Ersatzschaltbild des Modularen-Multiphasen-Multilevel Umrichters (MMPMC) für $n = 6$ Zweige [E3]. . . . .   | 55 |
| 4.5  | Schematische Darstellung der Ausgangsspannungserzeugung des MMPMC. Die Abbildung zeigt einen beispielhaften Schaltzustand des MMPMC sowie das daraus abgeleitete Leerlaufersatzschaltbild [E1, E3]. . . . . | 56 |
| 4.6  | Ersatzschaltbild der resultierenden Gegentaktinduktivität des MMPMC [E1, E3]. . . . .   | 57 |
| 4.7  | Struktureller Aufbau des Kapitels zur Beschreibung der Modulation des MMPMC. . . . .  | 60 |

---

|      |   |    |
|------|---|----|
| 4.8  | Ablauf eines Modulationszyklus des MMPMC bei vollständiger Sortierung der Zweigströme [E1]. . . . .   | 62 |
| 4.9  | Auswahl der Schaltzustände bei einfacher Sortierung [E3] . . . . .  | 64 |
| 4.10 | Kombination der vollständigen und einfachen Sortierung, um ein Sättigen der Zweigdrosseln zu verhindern. . . . .  | 65 |
| 4.11 | Aufbau des Regelkreises der direkten Selbst-Modulation [E3]. . . . .  | 67 |
| 4.12 | Simulierte Zeitverläufe der MMPMC-Ausgangsspannung und der Gatesignale bei vollständiger Sortierung. . . . .  | 69 |
| 4.13 | Verlauf der Zweigströme des MMPMC. Die nahezu identische Aufteilung der Zweigströme innerhalb des MMPMC ist deutlich zu erkennen. . . . .   | 70 |
| 4.14 | Simulation der einfachen Sortierung. Das Diagramm zeigt erneut den vergrößerten Ausschnitt der Ausgangsspannung und die zugehörigen Gatesignale. . . . .  | 71 |
| 4.15 | Gegenüberstellung der simulierten Differenzströme der drei Sortierverfahren. Die Verfahren zeigen deutliche Unterschiede, welche bei der Auslegung der Drosseln zu berücksichtigen sind. . . . .                                      | 73 |
| 4.16 | Simulierte Zeitverläufe der MMPMC-Ausgangsspannung und der Gatesignale bei direkter Selbst-Modulation. . . . .  | 74 |
| 4.17 | Verlauf der Ausgangsspannungen $u_{EMC0,x}$ des MMPMC im Leerlauf bei kombinierter Sortierung. . . . .  | 76 |
| 4.18 | Messtechnische Gegenüberstellung der Differenzströme der drei verschiedenen Sortierverfahren. . . . .   | 78 |
| 4.19 | Verlauf der Ausgangsströme $i_x$ sowie der Ausgangsspannungen $u_{EMC0,x}$ beim Betrieb des MMPMC an einer passiven RL-Last. . . . .  | 79 |
| 4.20 | Verlauf der Ausgangsspannungen $u_{EMC0,x}$ bei Betrieb des MMPMC-Prototyps mit direkter Selbst-Modulation. . . . .   | 81 |
| 5.1  | Der PHIL-Prüfstand besteht neben dem Leistungsteil (grau) im Wesentlichen aus der PHIL-Signalverarbeitung (magenta), der Steuerung für die Netzeinspeisung und für die Potentialtrennung (grün) sowie dem Steuer PC (orange). . . . . | 84 |
| 5.2  | Bild des Einplatinenstromrichters sowie der flusskompensierten Drossel des MMPMC. . . . .   | 86 |
| 5.3  | Bild der Differenzstrommessung zwischen den einzelnen Zweigen des MMPMC. Die gemessenen Differenzen entsprechen den Gleichtaktströmen der flusskompensierten Drosseln. . . . .  | 88 |
| 5.4  | Einfluss des Rippelstromverlaufs sowie der Totzeit des EMC auf die Genauigkeit der PHIL-Emulation. . . . .  | 90 |

|      |   |     |
|------|---|-----|
| 5.5  | Gegentaktdurchflusswandler zur Potentialtrennung . . . . .  | 93  |
| 5.6  | Fotografie der HMK mit angeschlossenem A/D-Wandler sowie des aufsteckbaren SRAM-Moduls. . . . .   | 96  |
| 5.7  | Fotografie des PHIL-Prüfstands . . . . .  | 99  |
| 5.8  | Schematische Darstellung des Referenzprüfstands zur Validierung der PHIL-Emulation. Der gestrichelt umrandete Bereich kennzeichnet die Komponenten, welche durch den PHIL-Prüfstand ersetzt werden. . . . .                 | 100 |
| 5.9  | Bilder des gesamten Versuchsaufbaus, bestehend aus dem PHIL-Prüfstand, dem Referenzprüfstand sowie dem Prüfling (DUT). . . . .  | 102 |
| 6.1  | Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus zur Validierung des PHIL-Prüfstands. . . . .   | 104 |
| 6.2  | Schematischer Aufbau der DUT-Stromregelung aus [20]. . . . .  | 105 |
| 6.3  | Stationäre Fehler $\epsilon_{dq,PHIL}$ zwischen den d- und q-Strömen am PHIL-Prüfstand im Vergleich zur realen Maschine bei deaktiviertem Integral-Anteil [E5]. . . . .   | 107 |
| 6.4  | Stationäre Fehler $\epsilon_{dq,PHIL}$ zwischen den d- und q-Strömen am PHIL-Prüfstand im Vergleich zur realen Maschine bei aktiviertem Integral-Anteil. . . . .  | 108 |
| 6.5  | Durch den I-Anteil des DUT-Reglers identifizierte, winkelabhängige Fehlspannungen des PHIL-Prüfstands sowie der realen PSM. . . . .   | 109 |
| 6.6  | Einfluss des P-Reglers auf die d- und q-Ströme am PHIL-Prüfstand sowie im Maschinenmodell im stationären Betrieb. . . . .   | 111 |
| 6.7  | Zeitverlauf eines Phasenstroms am PHIL-Prüfstand (Magenta) sowie an der realen Maschine (Orange). Der Zeitverlauf der durch den MMPMC erzeugten Gegenspannung dieser Phase (Grün) ist ebenfalls eingezeichnet [E4]. . . . . | 112 |
| 6.8  | Vergleich der Zeitverläufe eines q-Stromsprungs zwischen PHIL-Prüfstand und realer Maschine [E4]. . . . .   | 114 |
| 6.9  | Statistische Auswertung und Vergleich der transienten Zeitverläufe von 50 q-Stromsprüngen zwischen PHIL-Prüfstand und realer Maschine. . . . .  | 115 |
| 6.10 | Statistische Auswertung und Vergleich der transienten Zeitverläufe von 50 d-Stromsprüngen zwischen PHIL-Prüfstand und realer Maschine. . . . .  | 117 |
| 6.11 | Vergleich der Zeitverläufe eines d-Stromsprungs zwischen PHIL-Prüfstand und realer Maschine bei direkter Selbst-Modulation. . . . .   | 119 |

---

|      |   |     |
|------|---|-----|
| 6.12 | Stromverläufe am PHIL-Prüfstand sowie der realen PSM für verschiedene dynamische Übergangstrajektorien bei einem Sollwertsprung des Drehmoments von 0 N m auf 100 N m [E5]. . . . .   | 121 |
| 6.13 | Berechnete Differenzen $\epsilon_{dq}$ der Ströme am PHIL-Prüfstand sowie an der realen Maschine für die drei verschiedenen dynamischen Übergangstrajektorien bei einer Kopplungsinduktivität von $L_K = 1$ mH. . . . .             | 123 |
| 6.14 | Berechnete Differenzen $\epsilon_{dq}$ der Ströme am PHIL-Prüfstand sowie an der realen Maschine für die drei verschiedenen dynamischen Übergangstrajektorien bei einer Kopplungsinduktivität von $L_K = 500 \mu\text{H}$ . . . . . | 124 |
| 6.15 | Zeitverläufe der Ströme am PHIL-Prüfstand für verschiedene Drehzahlsprünge [E5]. . . . .  | 126 |
| 6.16 | Zeitverlauf des Stroms an der realen Maschine sowie am PHIL-Prüfstand während eines dreiphasigen Kurzschlusses. . . . .   | 127 |



# Tabellenverzeichnis

|   |     |
|---|-----|
| 2.1 Vergleich und Bewertung bestehender PHIL-Emulatorsysteme:<br>Bewertet wird das verwendete Kopplungsnetzwerk (Koppln.), der<br>Emulationsumrichter (EMC), die Leistungsfähigkeit der<br>Signalverarbeitung (SV), ob Sättigungseffekte (Sätt.) berücksichtigt<br>sind und der Betrieb des Emulators mit einem beliebigen Prüfling<br>(DUT) möglich ist. . . . . | 16  |
| 4.1 Vergleich bestehender EMC-Topologien: Bewertet wird der<br>Innenwiderstand, die Dynamik und die Skalierbarkeit der<br>Umrichtertopologien. . . . .  | 53  |
| 4.2 Gegenüberstellung der simulierten mittleren Schaltfrequenzen der<br>verschiedenen Sortier- und Modulationsverfahren bei einer<br>Modulationsfrequenz von $f_{EMC} = 120\text{ kHz}$ . . . . .   | 72  |
| 4.3 Gegenüberstellung der gemessenen mittleren Schaltfrequenzen der<br>verschiedenen Sortier- und Modulationsverfahren bei einer<br>Modulationsfrequenz von $f_{EMC} = 120\text{ kHz}$ . . . . .  | 77  |
| 5.1 Parameter für die Auslegung der flusskompensierten Drosseln des<br>MPPMC. . . . .   | 87  |
| 5.2 Parameter für die Auslegung des MF-Transformators . . . . .   | 94  |
| 5.3 Parameter der verwendeten PSM . . . . .   | 101 |
| 6.1 Gegenüberstellung der Induktivitäten $L_{dd}(i_d, i_q)$ sowie $L_{qq}(i_d, i_q)$ für<br>einige beispielhafte Betriebspunkte. Die Werte zeigen starke<br>Abhängigkeiten vom jeweiligen Betriebspunkt aufgrund der<br>Nichtlinearität der Maschine. . . . .   | 106 |



# Literaturverzeichnis

## Eigene Veröffentlichungen

- [E1] A. SCHMITT, M. GOMMERINGER, J. KOLB und M. BRAUN, „A high current, high frequency modular multiphase multilevel converter for power hardware-in-the-loop emulation“, in *Proceedings of PCIM Europe*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2014, S. 1537–1544.
- [E2] A. SCHMITT, J. RICHTER, U. JURKEWITZ und M. BRAUN, „FPGA-based real-time simulation of nonlinear permanent magnet synchronous machines for power hardware-in-the-loop emulation systems“, in *IECON - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Dallas, USA, Okt. 2014, S. 3763–3769.
- [E3] A. SCHMITT, M. GOMMERINGER, C. ROLLBÜHLER, P. POMNITZ und M. BRAUN, „A novel modulation scheme for a modular multiphase multilevel converter in a power hardware-in-the-loop emulation system“, in *IECON - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Yokohama, Japan, Nov. 2015, S. 1276–1281.
- [E4] A. SCHMITT, J. RICHTER, M. GOMMERINGER, T. WERSAL und M. BRAUN, „A novel 100 kW power hardware-in-the-loop emulation test bench for permanent magnet synchronous machines with nonlinear magnetics“, in *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, Glasgow, Schottland, Apr. 2016, S. 1–6.
- [E5] A. SCHMITT, J. RICHTER, M. BRAUN und M. DOPPELBAUER, „Power hardware-in-the-loop emulation of permanent magnet synchronous machines with nonlinear magnetics – concept & verification“, in *Proceedings of PCIM Europe*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2016, S. 393–400.

- [E6] A. SCHMITT, „Neukonzeption, Aufbau und Inbetriebnahme eines Einplatinenstromrichters mit neuer IGBT-Sechspulsbrücke“, Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2010.
- [E7] 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 *Proceedings of PCIM Europe*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2014, S. 272–279.

## Studentische Arbeiten

- [S1] C. ROLLBÜHLER, „Aufbau und Inbetriebnahme eines Power Hardware-in-the-Loop Prüfstandes für hoch ausgenutzte Synchronmaschinen“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S2] C. KNOPF, „Aufbau und Inbetriebnahme eines Multiphasen-Multilevel Umrichters“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [S3] P. POMNITZ, „Aufbau und Inbetriebnahme eines Power Hardware-in-the-Loop Prüfstands mit einem Modularen Multiphasen-Multilevel-Umrichter“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [S4] C. SCHMÄLZLE, „Aufbau und Inbetriebnahme einer einstellbaren bidirektionalen DC-Stromquelle mit mittelfrequent getaktetem Transformator zur Potentialtrennung“, Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2011.
- [S5] T. STEIDLE, „Aufbau und Konzeption eines Ladegeräts für ein elektromotorisch betriebenes Kart“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2012.
- [S6] K. MÄRZHÄUSER, „Neukonzeption: Aufbau und Programmierung eines DSP-basierten Prozessorsystems zur Stromrichtersteuerung“, Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2012.

- [S7] C. AXTMANN, „Programmierung und Redesign eines DSP-basierten Prozessorsystems zur Stromrichtersteuerung“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [S8] D. BENZING, „Entwicklung eines LabVIEW basierten Monitorprogramms für das ETI-DSP-System“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2012.
- [S9] B. HENTZE, „Entwicklung eines Monitorprogramms zur Prüfstandssteuerung mit dem ETI-DSP-System auf Basis des LabVIEW Actor Frameworks“, Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2012.
- [S10] F. MATHIAS, „Aufbau und Programmierung einer Hochleistungs-Modulorkarte zur Stromrichtersteuerung“, Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2012.
- [S11] M. KRIEG, „Überarbeitung und Programmierung einer AD-Wandlerkarte zu Stromrichtersteuerung“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2011.
- [S12] P. POMNITZ, „Aufbau und Inbetriebnahme einer Analog-Multiplexerkarte“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2011.
- [S13] F. BOLTZ, „Programmierung und Inbetriebnahme eines Power-Hardware-in-the-Loop Emulators“, Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [S14] U. JURKEWITZ, „FPGA-basierte Echtzeitsimulation einer hoch ausgenutzten Synchronmaschine“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [S15] T. WERSAL, „Programmierung, Inbetriebnahme und Validierung eines Hardware-in-the-Loop Prüfstands“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S16] S. STÜTZLE, „Optimierung und Stabilitätsuntersuchung des Maschinenmodells eines Hardware-in-the-Loop Prüfstands für hoch ausgenutzte Synchronmaschinen“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.

## Datenblätter und Applikationshinweise

- [D1] TEXAS INSTRUMENTS INC., *12-BIT, 4 Analog Input, 6 MSPS, Simultaneous Sampling Analog-To-Digital Converters*, 12500 TI Boulevard, 75243 Dallas TX, USA, 2003.
- [D2] INFINEON TECHNOLOGIES AG, *Technische Information IGBT-Module FS75R12KT4\_B15*, Siemensstraße 31-33, 71254 Ditzingen/Stuttgart, 2008.
- [D3] VACUUMSCHMELZE GMBH & Co. KG, *Spezifikation für weichmagnetische Kerne S-No.: T60004-L2130-W587*, Wiedenbachweg 27, 77830 Bühlertal, Deutschland, 2000.
- [D4] LEM HOLDING SA, *Current Transducer LA 100-P/SP13*, Avenue Beauregard 1, 1700 Fribourg, Switzerland, 2011.
- [D5] LEM HOLDING SA, *Current Transducer CAS series*, Avenue Beauregard 1, 1700 Fribourg, Switzerland, 2012.
- [D6] VACUUMSCHMELZE GMBH & Co. KG, *Spezifikation für weichmagnetische Kerne S-No.: T60004-L2130-W352*, Wiedenbachweg 27, 77830 Bühlertal, Deutschland, 2005.
- [D7] RUDOLF PACK GMBH & Co., *Technische Daten Rupalit Hochfrequenzlitzten*, Am Bäuweg 9-11, 51645 Gummersbach, Deutschland, 2016.
- [D8] WIMA SPEZIALVERTRIEB ELEKTRONISCHER BAUELEMENTE GMBH & CO.KG, *GTO MKP Capacitors for Pulse Applications with Internal Series Connection*, Besselstrasse 2-4 , 68219 Mannheim, Deutschland, 2010.
- [D9] TEXAS INSTRUMENTS INC., *TMS320C6748 Fixed- and Floating-Point DSP*, 12500 TI Boulevard, 75243 Dallas TX, USA, 2014.
- [D10] ALTERA CORPORATION, *Cyclone IV FPGA Device Family - Overview*, 101 Innovation Drive, 95134 San Jose CA, USA, 2014.
- [D11] CYPRESS SEMICONDUCTOR CORPORATION, *CY7C1061AV33 16-Mbit (1 M x 16) Static RAM*, 198 Champion Court, 95134 San Jose CA, USA, 2015.
- [D12] SEMIKRON ELEKTRONIK GMBH & Co. KG, *SKiiP 513GD122-3DUL*, Sigmundstr. 200 , 90431 Nürnberg, Deutschland, 2005.

- [D13] BRUSA ELEKTRONIK AG, *Technical data and start-up*, Neudorf 14, 9466 Sennwald, CH, 2014.
- [D14] WITTUR ELECTRIC DRIVES GMBH, *Schnelldrehende Prüfstandsmaschinen - Betriebsanleitung*, Offenburger Straße 3, 01189 Dresden, 2008.

## Fremdliteratur

- [1] D. MACLAY, „Simulation gets into the loop“, *IEE Review*, Bd. 43, Nr. 3, S. 109–112, Mai 1997.
- [2] A. BOUSCAYROL, „Different types of hardware-in-the-loop simulation for electric drives“, in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Cambridge, England, Juli 2008, S. 2146–2151.
- [3] R. ISERMANN, *Fahrdynamik-Regelung*, 1. Auflage. Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, 2006, ISBN: 978-3-8348-0109-8.
- [4] DSPACE GMBH, *dSPACE Hardware-in-the-Loop Systems*, Rathenaustraße 26, 33102 Paderborn, Deutschland, 2015.
- [5] OPAL-RT TECHNOLOGIES CORPORATE, *Introduction to FPGA power electronic & electric machine real-time simulation for HIL-OPAL-RT*, 1751 Richardson, #2525 Montréal, Québec Canada, 2015.
- [6] RTDS TECHNOLOGIES INC., *Überblick RTDS Simulator*, 100-150 Innovation Drive, Winnipeg MB R3T 2E1, CANADA, 2015.
- [7] E. ENDERLE und H. HAMMERER, „Leistungselektronik ohne E-Maschine testen“, *ATZ Elektronik*, Bd. 10. Jahrgang, Nr. 05, S. 66–70, 2015.
- [8] A. JACK, D. ATKINSON und H. J. SLATER, „Real-time emulation for power equipment development. I. Real-time simulation“, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Bd. 145, Nr. 1, S. 92–97, 1998.
- [9] H. J. SLATER, D. ATKINSON und A. JACK, „Real-time emulation for power equipment development. II. The virtual machine“, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Bd. 145, Nr. 3, S. 153–158, 1998.
- [10] D. ATKINSON, A. JACK und H. J. SLATER, „The virtual machine“, in *IEE Colloquium on Vector Control Revisited (Digest No. 1998/199)*, London, England, Feb. 1998, S. 7/1–7/6.

- [11] T. BOLLER und R. KENNEL, „Virtual machine - A hardware in the loop test for drive inverters“, in *13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Barcelona, Spanien, Sep. 2009, S. 1–5.
- [12] A. WENZEL, B. AMLANG, C. GRÖLING und W. SCHUMACHER, „Hochdynamische, elektronische HiL-Echtzeit-Lastsimulation zur Umrichterprüfung“, in *3. VDE/VDI Tagung Elektrische-mechanische Antriebssysteme*, Bd. 5, Böblingen, Deutschland, Sep. 2008.
- [13] R. KENNEL, T. BOLLER und J. HOLTZ, „Replacement of electrical (load) drives by a hardware-in-the-loop system“, in *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) and Electromotion Joint Conference*, Istanbul, Türkei, Sep. 2011, S. 17–25.
- [14] S. GRUBIC, B. AMLANG, W. SCHUMACHER und A. WENZEL, „A high-performance electronic hardware-in-the-loop drive-load simulation using a linear inverter (LinVerter)“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 57, Nr. 4, S. 1208–1216, 2010.
- [15] H. HAMMERER und S. UEBENER, „Virtuelle E-Maschine als Werkzeug in der Entwicklung von Antriebsreglern“, *ATZ Elektronik*, Bd. 8. Jahrgang, Nr. 03, S. 198–202, 2013.
- [16] A. KAMPKER, D. VALLÉE und A. SCHNETTLER, *Elektromobilität*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2013, ISBN: 978-3-642-31985-3.
- [17] D. SCHRÖDER, *Elektrische Antriebe - Grundlagen*, 4. Auflage, Band 1. Springer, 2009, ISBN: 978-3-642-02989-9.
- [18] B. STUMBERGER, G. STUMBERGER, D. DOLINAR, A. HAMLER und M. TRLEP, „Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 39, Nr. 5, S. 1264–1271, Sep. 2003.
- [19] T. GEMASSMER, „Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten“, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, KIT Scientific Publishing, 2015, ISBN: 978-3-7315-0366-8.
- [20] J. RICHTER, „Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen“, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, KIT Scientific Publishing, 2016, ISBN: 978-3-7315-0555-6.

- [21] C. DUFOUR, S. CENSE, T. YAMADA, R. IMAMURA und J. BELANGER, „FPGA permanent magnet synchronous motor floating-point models with variable-DQ and spatial harmonic Finite-Element analysis solvers“, in *15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Novi Sad, Serbien, Sep. 2012, LS6b.2–1–LS6b.2–10.
- [22] M. MATAR und R. IRAVANI, „Massively parallel implementation of AC machine models for FPGA-based real-time simulation of electromagnetic transients“, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Bd. 26, Nr. 2, S. 830–840, Apr. 2011.
- [23] L. HERRERA und J. WANG, „FPGA based detailed real-time simulation of power converters and electric machines for EV HIL applications“, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Denver, USA, Sep. 2013, S. 1759–1764.
- [24] M. F. OETTMEIER, „Stator-Flux-Oriented control and real-time emulation techniques for permanent-magnet synchronous machines“, Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, 2013.
- [25] H. HAMMERER und D. STRAUSS, „E-Maschinen-Emulator kontra rotierendem Prüfstand“, *ATZ Elektronik*, Bd. 7. Jahrgang, Nr. 03, S. 192–196, 2012.
- [26] J. WERNER und H. TAUBER, „Echtzeit-Simulation von E-Maschinen“, *ATZ Elektronik*, Bd. 5. Jahrgang, Nr. 01, S. 28–31, 2010.
- [27] S. elecotronic systems GMBH, „Scienlab MASCHINEN-EMULATOR“, in *Produktbeschreibung*, Juli 2014.
- [28] S. TRABELSI, „Umrichterprüfung mit Hardware-in-the-Loop und Einsatz einer neuartigen schnellen oberschwingungsarmen Leistungsstufe“, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, VDI-Verlag, 2004, ISBN: 3-18-336421-2.
- [29] S. L. BACIU, S. TRABELSI, B. AMLANG und W. SCHUMACHER, „Inverter a low-harmonic and high-bandwidth inverter based on a parallel multilevel structure“, in *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Aachen, Deutschland, Juni 2004, S. 3927–3931.

- [30] S. UEBENER und J. BOECKER, „Application of an e-machine emulator for power converter tests in the development of electric drives“, in *European, Electric Vehicle Congress (EEVC)*, Brüssel, Belgien, Nov. 2012, S. 19–22.
- [31] S. UEBENER, „Evaluierung und Anwendung eines Emulators für elektrische Maschinen in der Entwicklung von Elektro- und Hybridfahrzeugen“, Dissertation, Universität Paderborn, 2015.
- [32] C. NEMEC und J. ROTH-STIELOW, „Investigation on the ripple current of a multiphase interleaved-switched inverter“, in *Proceedings of PCIM Europe*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2011, S. 1–8.
- [33] C. NEMEC, „Leistungselektronische Nachbildung von Drehstrommaschinen mit variablem induktiven Verhalten“, Dissertation, Universität Stuttgart, Shaker Verlag GmbH, 2016, ISBN: 978-3-8440-4288-7.
- [34] O. LEHMANN, M. HEINTZE, C. NEMEC und J. ROTH-STIELOW, „Using a multiphase interleaved-switched inverter as power-hardware-in-the-loop machine emulator to test sensorless control techniques“, in *Proceedings of PCIM Europe*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2015, S. 1600–1607.
- [35] O. VODYAKHO, M. STEURER, C. EDRINGTON und F. FLEMING, „An induction machine emulator for high-power applications utilizing advanced simulation tools with graphical user interfaces“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Bd. 27, Nr. 1, S. 160–172, 2012.
- [36] A. MONTI, S. D’ARCO und A. DESHMUKH, „A new architecture for low cost power hardware in the loop testing of power electronics equipments“, in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Cambridge, England, Juli 2008, S. 2183–2188.
- [37] A. BENGINI, A. HELMEDAG, A. M. ABDALRAHMAN, G. PILATOWICZ und A. MONI, „FlePS: A power interface for power hardware in the loop“, in *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Birmingham, England, Aug. 2011, S. 1–10.
- [38] Y. RAO und M. CHANDORKAR, „Rapid prototyping tool for electrical load emulation using power electronic converters“, in *IEEE Symposium on Industrial Electronics Applications (ISIEA)*, Kuala Lumpur, Malaysia, Okt. 2009, S. 106–111.

- [39] S. LENTIJO, S. D'ARCO und A. MONTI, „Comparing the dynamic performances of power hardware-in-the-loop interfaces“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 57, Nr. 4, S. 1195–1207, 2010.
- [40] F. JENNI und D. WÜEST, *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. vdf Hochschulverlag AG an der ETH Zürich und B.G. Teubner Stuttgart, 1995, ISBN: 978-3-7281-2141-7.
- [41] F. MINK, „Modellierung und hochdynamische Stromregelung von PM-Synchronmaschinen unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten“, Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Ingenieurwissenschaftlicher Verlag, 2013, ISBN: 978-3-944653-02-0.
- [42] X. CHEN, J. WANG, B. SEN, P. LAZARI und T. SUN, „A high-fidelity and computationally efficient model for interior permanent-magnet machines considering the magnetic saturation, spatial harmonics, and iron loss effect“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 62, Nr. 7, S. 4044–4055, Juli 2015.
- [43] O. WALLSCHEID und J. BÖCKER, „Wirkungsgradoptimale Arbeitspunktsteuerung für einen permanentenregten Synchronmotor mit vergrabenen Magneten unter Berücksichtigung von Temperatureinflüssen“, in *Internationaler ETG-Kongress (ETG-FB 139)*, Berlin, Deutschland, Nov. 2013.
- [44] E. CLARKE, *Circuit analysis of A-C power systems*, Ser. Symmetrical and Related Components 1. J. Wiley & Son - New York, 1956.
- [45] J. RICHTER, P. WINZER und M. DOPPELBAUER, „Einsatz virtueller Prototypen bei der akausalen Modellierung und Simulation von permanentenregten Synchronmaschinen“, in *Internationaler ETG-Kongress (ETG-FB 139)*, Berlin, Deutschland, Nov. 2013.
- [46] E. LEVI und V. LEVI, „Impact of dynamic cross-saturation on accuracy of saturated synchronous machine models“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Bd. 15, Nr. 2, S. 224–230, Juni 2000.
- [47] B. SNEYERS, D. NOVOTNY und T. LIPO, „Field weakening in buried permanent magnet AC motor drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. IA-21, Nr. 2, S. 398–407, März 1985.
- [48] K. RAHMAN und S. HITI, „Identification of machine parameters of a synchronous motor“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 41, Nr. 2, S. 557–565, März 2005.

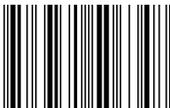
- [49] U. KIENCKE und H. JÄKEL, *Signale und Systeme*, 3. überarbeitete Auflage. Oldenbourg Verlag München Wien, 2005, ISBN: 978-3-486-57811-9.
- [50] B. CEBULSKI und M THOM, „Power-HiL-Simulation von Elektroantrieben für Hybridfahrzeuge“, in *Internationaler ETG-Kongress (ETG-FB 107 + 108)*, Karlsruhe, Deutschland, Okt. 2007.
- [51] C. NEMEC, O. LEHMANN, M. HEINTZE und J. ROTH-STIELOW, „Optimal inductor setup for a power-hardware-in-the-loop machine emulator“, in *IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Kitakyushu, Japan, Apr. 2013, S. 364–369.
- [52] C. NEMEC, J. WÖLFLE, N. MAXIMILIAN und J. ROTH-STIELOW, „Handling of disturbance variables within a multi-phase interleaved-switched inverter by a discrete-time decoupling network“, in *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, Frankreich, Sep. 2013, S. 1–9.
- [53] C. NEMEC und J. ROTH-STIELOW, „Ripple current minimization of an interleaved-switched multi-phase PWM inverter for three-phase machine-emulation“, in *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Birmingham, England, Sep. 2011, S. 1–8.
- [54] C. ROLFF, F. KAPAUN und R. MARQUARDT, „A universal, scalable converter system for emulation of electric machines“, in *16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lappeenranta, Finland, Aug. 2014, S. 1–6.
- [55] J. KOLB, „Optimale Betriebsführung des Modularen Multilevel-Umrichters als Antriebsstromrichter für Drehstrommaschinen“, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, KIT Scientific Publishing, 2013, ISBN: 978-3-7315-0183-1.
- [56] F. KAMMERER, „Systemanalyse und Regelung des Modularen Multilevel Matrix Umrichters als Antriebsumrichter“, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, Verlag Dr. Hut, 2016, ISBN: 978-3-8439-2831-1.
- [57] SPITZENBERGER & SPIES GMBH UND CO. KG, *PAS Serie 4-Quadranten Verstärker*, Schmidstr. 32-34, 94234 Viechtach, Deutschland, 2013.

- 
- [58] I. G. PARK und S. I. KIM, „Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel“, in *28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, St. Louis, USA, Juni 1997, S. 1164–1170.
- [59] D. SCHRÖDER, *Leistungselektronische Schaltungen*, 3. Auflage. Springer, 2012, ISBN: 978-3-642-30104-9.
- [60] Y. H. KIM und M. EHSANI, „An algebraic algorithm for microcomputer-based (direct) inverter pulsewidth modulation“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. IA-23, Nr. 4, S. 654–660, Juli 1987.
- [61] U. SCHLIENZ, *Schaltnetzteile und ihre Peripherie*, 3. überarbeitete Auflage. Vieweg & Sohn Verlag, GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden, 2007, ISBN: 978-3-8348-0239-2.
- [62] C. ACKERMANN, „Optimale Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Nutzung des Reluktanzmoments“, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2012.
- [63] U. KIENCKE und R. EGER, *Messtechnik*, 6. Auflage. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2005, ISBN: 3-540-24310-0.
- [64] IEC, *IEC 60034-1*, 12.0. IEC Central Office, 3 rue de Varembe, 1211 Geneva CH, 2010.



Um die gestiegenen Anforderungen an elektrische Antriebe im Hinblick auf Zuverlässigkeit, Funktionalität und Sicherheit zu erfüllen, wurden in den letzten Jahren Power Hardware-in-the-Loop Emulatoren für elektrische Maschinen entwickelt. Aufgrund funktionaler Einschränkungen können diese Emulatoren jedoch bisher nur lineare, isotrope Maschinen nachbilden und daher noch nicht als äquivalent zu einer realen Maschine angesehen werden. Die vorliegende Arbeit setzt an diesem Punkt an und beleuchtet zunächst allgemein die Problemstellung beim Aufbau eines ganzheitlichen Power Hardware-in-the-Loop Prüfstands. Darauf aufbauend wird das Modell einer permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Berücksichtigung nichtlinearer Effekte hergeleitet und auf den Prüfstand übertragen. Darüber hinaus wird ein neuartiger Modularer-Multiphasen-Multilevel-Umrichter vorgeschlagen, durch den der Leistungsfluss einer nichtlinearen Synchronmaschine erstmalig bis auf die Ebene der taktfrequenten Stromrippel nachgebildet werden kann.

ISBN 978-3-7315-0634-8



9 783731 506348 >

Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier