



Jan Richter

Modellbildung, Parameteridentifikation und
Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen

 **KIT** Scientific
Publishing

Jan Richter

Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung
hoch ausgenutzter Synchronmaschinen

Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen

von
Jan Richter

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. Jan Richter, geb. in Heidelberg

Tag der mündlichen Prüfung: 19. Juli 2016
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Gerd Griepentrog
(Technische Universität Darmstadt)

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



*This document – excluding the cover, pictures and graphs – is licensed
under the Creative Commons Attribution-Share Alike 3.0 DE License
(CC BY-SA 3.0 DE): <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/de/>*



*The cover page is licensed under the Creative Commons
Attribution-No Derivatives 3.0 DE License (CC BY-ND 3.0 DE):
<http://creativecommons.org/licenses/by-nd/3.0/de/>*

Print on Demand 2016

ISBN 978-3-7315-0555-6
DOI 10.5445/KSP/1000057097

Vorwort

Die Idee zu meiner Forschungsarbeit entstand 2012 im Rahmen der Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Messungen mit einem hoch ausgenutzten permanentmagneterregten Synchronmotor, der als Traktionsantrieb in Elektrofahrzeugen verwendet wird, offenbarten das stark nichtlineare, magnetische Verhalten und die resultierenden Probleme der Motorregelung. Die verursachenden Effekte der Eisensättigung, Kreuzverkopplung und Oberwellen sind in der wissenschaftlichen Literatur zwar beschrieben, die Integration in Motorregelungen wird allerdings nicht umfassend behandelt. Dadurch war die Zielsetzung meiner Forschungsarbeit klar: Durch die direkte Berücksichtigung der Nichtlinearitäten in digitalen, modellbasierten Regelverfahren wollte ich das stationäre und dynamische Betriebsverhalten optimieren und die erreichbaren Verbesserungen quantifizieren.

Mein Forschungsprojekt konnte ich nur durch die vielseitige und tatkräftige Unterstützung aus dem privaten und beruflichen Umfeld erfolgreich abschließen, wofür ich mich bei allen Beteiligten herzlich bedanke.

Besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer, der mir bei der Wahl des Dissertationsthemas große Freiheit ließ, die Arbeit fachlich ermöglichte und mich stets unterstützte. Auch Prof. Dr.-Ing. Michael Braun und Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller haben durch interessante Diskussionen und Anregungen zum Gelingen beigetragen. Dem Korreferenten Prof. Dr.-Ing. Gerd Griepentrog möchte ich für das Interesse an der Arbeit und die Begutachtung danken.

Weiterhin sollte nicht unerwähnt bleiben wie wichtig der offene und konstruktive Umgang zwischen den Kolleginnen und Kollegen des ETI für meine Forschung war. Hervorheben möchte ich meinen Vorreiter Dr.-Ing. Tobias Gemaßmer, der die Arbeit mit initiiert und sie durch fachliche Diskussionen bereichert hat. Auch die Kollegen Dr.-Ing. Gerhard Clos, Patrick Winzer und Alexander

Schmitt haben durch zahlreiche Gespräche einen nennenswerten wissenschaftlichen Beitrag geleistet. Besonders freut mich, dass meine Arbeit in Folgeprojekten von Simon Decker und Christoph Rollbühler weitergeführt wird. Auch den Studierenden, die im Rahmen meiner Forschungen ihre Abschlussarbeit angefertigt haben, gilt für Ihre Unterstützung mein Dank. Es hat mir sehr geholfen die wissenschaftlichen Sachverhalte wiederholt zu erklären und diese dabei möglichst klar darzustellen. Weiterhin haben die Kollegen der Werkstatt des ETI durch den Aufbau des Prüfstands den experimentellen Teil der Arbeit maßgeblich unterstützt.

Der Studienstiftung des deutschen Volkes gilt mein Dank für die ideelle Förderung während der Promotion. Die Akademien und Doktorandenforen waren ein wichtiger Blick über den Tellerrand und eine willkommene Abwechslung.

Ohne die Unterstützung meiner Großeltern und besonders meiner Eltern Monika und Wolfgang[†] hätte ich nicht studieren und somit auch nicht promovieren können. Ihre mathematische Denkweise, die der Auslöser meiner Faszination für Naturwissenschaft und Technik ist, hat mich geprägt und mir während meiner Forschungsarbeit sehr geholfen. Mein besonderer Dank gilt meiner Frau Margarethe. Sie motivierte mich immer, besonders wenn meine Ideen nicht funktionierten und gab mir stets den Rückhalt, den ich brauchte.

Jan Richter

Karlsruhe, im Juli 2016

Kurzfassung

Der steigende Bedarf an kleinen, leichten und kostengünstigen Niederspannungs-Elektromotoren im Leistungsbereich von 1 kW bis 250 kW führte in den letzten 15 Jahren zu einer stetigen Reduktion des Leistungsgewichts. Bei permanentmagneterregten Synchronmotoren wird als Folge das elektromagnetische Verhalten durch Eisensättigung, Kreuzverkopplung und Oberwellen stark nichtlinear, was die zur Erfüllung der Antriebsaufgabe benötigte Regelung des Motors zu einer komplexen Aufgabe macht. Aus diesem Grund sind konventionelle Regelverfahren nicht im gesamten Betriebsbereich des Motors stabil und optimal. Hier setzt die vorliegende Arbeit an und behandelt die Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung wechselrichter gespeister, magnetisch anisotroper, hoch ausgenutzter, permanentmagneterregter Synchronmotoren. Dazu wird ausgehend von physikalischen Grundgesetzen ein Modell des Elektromotors und des Wechselrichters entwickelt, das in Kombination mit einem Online-Parameteridentifikationsverfahren die Berücksichtigung aller erwähnten Effekte erlaubt und in der Praxis einfach und effizient einsetzbar ist. Die vorgeschlagene, universelle und anschauliche Beschreibung des Modells in drei Betriebsebenen führt zum Entwurf eines neuen, modellbasierten, prädiktiven Regelverfahrens mit dem optimale Übergangstrajektorien beliebiger Sollwertänderungen präzise eingestellt und Oberschwingungen phasen- und amplitudenrichtig kontrolliert werden können. Dies ermöglicht Drehmomentänderungen bei maximaler Ausnutzung des Elektromotors und des Wechselrichters und die gezielte Beeinflussung der Motorgeräusche. Die Arbeit leistet damit einen Beitrag zur vollständigen, stationären und dynamischen Beherrschung des Betriebsverhaltens permanentmagneterregter Synchronmotoren.

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	1
2 Modellbildung	9
2.1 Permanentmagneterregte Synchronmaschine	10
2.1.1 Aufbau und Funktionsweise	10
2.1.2 Elektromagnetische Systemgleichung	10
2.1.3 Mechanische Systemgleichung	26
2.1.4 Modellimplementierung	28
2.2 Wechselrichter	30
2.2.1 Aufbau und Funktionsweise	30
2.2.2 Parasitäre Eigenschaften	33
2.2.3 Systemgleichung	37
3 Parameteridentifikation	39
3.1 Identifikation mit drehzahlgeregeltem Prüfstand	41
3.1.1 Abgleich des Rotorlagegebers	43
3.1.2 Ohmscher Strangwiderstand	45
3.1.3 Flussverkettungen	46
3.1.4 Differentielle Induktivitäten	50
3.2 Online-Identifikation	52
3.2.1 Spannungsfehler	52
4 Regelung	55
4.1 Reglerstruktur	56
4.2 Regelung dynamischer Trajektorien	59
4.2.1 Trajektorienreglerstruktur	61
4.2.2 Flussverkettungs- und Stromprädiktion	62
4.2.3 Sollspannungsberechnung	63

4.2.4	Betriebsebenen	64
4.2.5	Trajektorienregelung	69
4.3	Optimale Trajektorien	71
4.3.1	Stromgerade (SGE)	72
4.3.2	Flussverkettungsgerade (FGE)	73
4.3.3	Schnelle Drehmomentantwort (SDA)	74
4.3.4	Kurze Zeit zu Stromsollwerten (KZS)	76
4.4	Regelung von Oberschwingungen	79
5	Versuchsaufbau	87
5.1	Maschinensatz	87
5.2	Leistungselektronik	90
5.3	Signalverarbeitung	90
5.4	Messtechnik	95
6	Messergebnisse	99
6.1	Modellvalidierung	99
6.1.1	Abschätzung der Modellfehler	99
6.1.2	Messtechnische Validierung	103
6.2	Regelung dynamischer Trajektorien	105
6.2.1	Solldrehmomentsprung	106
6.2.2	Solldrehmomentumkehr	110
6.2.3	Gesamter Lastbereich	112
6.2.4	Drehzahl- und Positionsregelung	115
6.3	Regelung von Oberschwingungen	118
6.3.1	Dämpfung	118
6.3.2	Einprägung	123
6.3.3	Dynamisches Verhalten	125
7	Zusammenfassung	129
	Symbolverzeichnis	133
	Abbildungsverzeichnis	139
	Tabellenverzeichnis	145
	Literaturverzeichnis	147

1

Einleitung

Die elektrische Antriebstechnik ist aus dem modernen Leben nicht wegzudenken. Zuhause würden Küchenmaschine, Staubsauger und Waschmaschine ohne elektrische Antriebe nicht funktionieren. Unterwegs verbessern Elektrofahrrad, Straßenbahn und Zug die Mobilität in der modernen Gesellschaft. Selbst im Individualverkehr werden aufgrund der zunehmenden Verbreitung von Hybrid- und Elektrofahrzeugen elektrische Antriebe immer bedeutender. Die jährlichen Zulassungszahlen steigen, auch wenn der Anteil an den Gesamtzulassungen mit rund 1,2 % im Jahr 2014 noch gering ist [1]. In der Industrie nimmt die elektrische Antriebstechnik ebenfalls eine wesentliche Rolle ein. In Fabriken stehen unzählige elektrisch angetriebene Werkzeugmaschinen und Fertigungsroboter, die Koffer an Flughäfen und die Pakete in Logistikzentren werden durch Elektroantriebe bewegt. Es ist deshalb nicht verwunderlich, dass in Deutschland der Anteil der mechanisch gewandelten Energie an der gesamten elektrischen Energieverwendung am höchsten ist. Wie in Tabelle 1.1 angegeben, übersteigt er deutlich alle anderen Anteile. Diese weite Verbreitung erreichen elektrische

Mechanische Energie	Wärme	Beleuchtung	IKT	Kälte
38,8 %	23,7 %	16,3 %	11,1 %	10,1 %

Tabelle 1.1: Elektrische Energieverwendung in Deutschland im Jahr 2011 [2]. Der größte Anteil der elektrischen Energie wird durch Antriebssysteme mechanisch gewandelt.

Antriebe, weil sie sich kompakt und günstig bauen lassen, lokal emissionsfrei sind, die Energiewandlung mit hohen Wirkungsgraden sehr effizient vollziehen und der Bedarf mechanischer Energie in der modernen Gesellschaft groß ist.

In diesem Themenfeld ist die vorliegende Arbeit angesiedelt. Sie behandelt Niederspannungs-Antriebssysteme im Leistungsbereich von 1 kW bis 250 kW. Deren Aufbau ist heute immer ähnlich und im rechten Teil in Abb. 1.1 gezeigt. Die Antriebssysteme werden mit einer Gleichspannung versorgt, die entweder von einem Gleichrichter aus dem Drehstromnetz oder autark, beispielsweise von einer Batterie oder Brennstoffzelle, bereitgestellt wird. Da im erwähnten Leistungsbereich heute praktisch ausschließlich dreiphasige Drehfeldmaschinen zum Einsatz kommen, formt ein Wechselrichter die Gleichspannung in ein dreiphasiges Spannungssystem variabler Amplitude und Frequenz um. Die Umwandlung der elektrischen in mechanische Energie übernimmt eine elektrische Maschine. Die zugrundeliegende Technologie ist relativ alt. Der erste als Antrieb praktisch einsetzbare Elektromotor wurde von Moritz Hermann Jacobi bereits 1834 vorgestellt [3]. Seitdem wurden die Maschinen weiterentwickelt und zunehmend verbessert. Zum Ausgang des 19. Jahrhunderts waren durch die Beiträge von Nikola Tesla, Michail Doliwo-Dobrowolski und Friedrich August Haselwander [4] die asynchrone und synchrone Drehfeldmaschine und damit alle Grundprinzipien der heute verwendeten Elektromaschinen bekannt.

In den letzten 15 Jahren zeichnet sich in der Entwicklung von Elektromotoren ein deutlicher Trend ab: Das Leistungsgewicht wurde stetig reduziert. Elektrische Maschinen werden also bei gleicher Leistung immer kleiner und leichter. Für die Dauerleistung erreichen Standard-Industriemotoren Werte von ca. 8 kg kW^{-1} . Moderne Maschinen für mobile Anwendungen sind mit nur rund 1 kg kW^{-1} deutlich performanter. Als Technologiegrenze gilt ein Wert von $0,2 \text{ kg kW}^{-1}$, der in Luftfahrtanwendungen erreicht wird [5]. Noch niedrigere Werte ergeben sich für das Leistungsgewicht der Spitzenleistung. Im Kinetic Energy Recovery System (KERS) in der Formel 1 sind elektrische Motoren mit Werten von ca. $0,08 \text{ kg kW}^{-1}$ im Renneinsatz [6]. Treiber der Entwicklung sind vor allem mobile Anwendungen, die einerseits kleine, leichte und leistungsfähige Motoren und andererseits die erzielte Materialeinsparung erfordern.

Ein niedrigeres Leistungsgewicht lässt sich heute primär durch zwei Maßnahmen erreichen. Da die Leistung das Produkt von Drehmoment und Drehzahl ist, führt erstens eine höhere Motordrehzahl bei gleicher Baugröße direkt zu höheren Leistungen, weshalb moderne Elektromotoren Drehzahlen von mehr als 10000 min^{-1} aufweisen. Zweitens werden die Motoren elektromagnetisch hoch ausgenutzt. Dies wird durch hohe Stromdichten im Kupfer und den Betrieb des Eisens bis in den Sättigungsbereich erreicht. Zusätzlich werden zur Realisierung

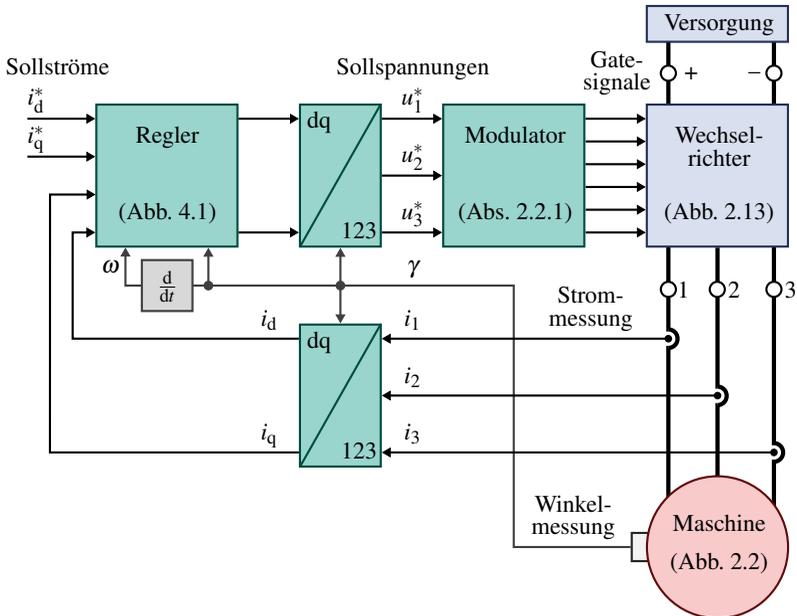


Abbildung 1.1: Aufbau moderner Antriebssysteme. Ein Wechselrichter wird mit einer Gleichspannung versorgt und wandelt diese in ein dreiphasiges Wechselspannungssystem um, das zum Betrieb der Maschine benötigt wird. Der Wechselrichter wird dabei von einem Regler so angesteuert, dass das Antriebssystem die Antriebsaufgabe ausführt.

niedrigster Leistungsgewichte Permanentmagnete zur Erzeugung des Rotorfeldes eingesetzt.

Die Reduktion des Leistungsgewichts hat allerdings auch negative Auswirkungen. Durch die hohe Ausnutzung des Eisens wird das elektromagnetische Verhalten der Maschine stark nichtlinear und die wirksamen Induktivitäten im Sättigungsbereich sehr klein. Werden daher an eine hoch ausgenutzte Maschine in einem Betriebspunkt vom Wechselrichter falsche Spannungen angelegt, führt dies aufgrund der kleinen wirksamen Induktivitäten zu großen ungewollten Stromänderungen. Daher wird die vom Wechselrichter angelegte Spannung von einem Regler kontrolliert. Die dabei verwendete Reglerstruktur ist häufig ähnlich und im linken Teil in Abb. 1.1 gezeigt. Der Regler arbeitet in rotororientier-

ten dq-Koordinaten und verwendet die Sollströme i^* und gemessenen Ströme i , um die Sollspannung des Wechselrichters u^* zu berechnen. Nach Rücktransformation wird die Sollspannung mit einem Modulator in Gatesignale umgerechnet, die den Wechselrichter so ansteuern, dass die Sollspannung als Kurzzeit-Mittelwert an der Maschine anliegt. Messung und Transformation der Ströme ins rotororientierte Koordinatensystem schließen den Regelkreis. Folglich muss der Regler beim Betrieb von hoch ausgenutzten Maschinen die Sollspannung sehr genau berechnen, um die gewünschte Funktionsweise des Antriebssystems unter allen Umständen sicherzustellen.

In der Literatur existieren zahlreiche unterschiedliche Regelansätze, aus denen verschiedenste Methoden abgeleitet wurden. Grundsätzlich kann jedes Regelverfahren auf die Berechnung der Sollspannungen (u_1^*, u_2^*, u_3^*) zurückgeführt werden, die vom Wechselrichter an die Maschine angelegt werden, damit diese den gegebenen Sollwerten folgt. Die Sollspannungsberechnung kann dabei verschieden umgesetzt werden, wobei sich stets die zwei in Tabelle 1.2 gezeigten Sachverhalte unterscheiden lassen:

- In den Spalten ist die Regelgröße als direkt vom Regler kontrollierte Zustandsgröße angegeben. Dies können Ströme i , Flussverkeftungen ψ , das Drehmoment M , die Drehzahl n oder der Rotorwinkel γ sein.
- Die Kontrolle der Regelgröße kann auf verschiedene Art und Weise erfolgen (z.B. Linear, Hysterese, Fuzzy Logik, Sliding Mode, Prädiktiv) [7–10]. Grundlegende Regelmethode stehen in den Zeilen der Tabelle.

Regelgröße und -methode spannen daher eine Matrix auf, wobei sich in jeder Zelle ein möglicher Antriebsregler befindet. In Tabelle 1.2 ist in den Zellen eine Auswahl konventioneller und moderner, veröffentlichter Regelverfahren eingetragen, wobei sich die in dieser Arbeit vorgestellten Regelverfahren in die blau markierten Zellen eingruppiert lassen. Auffällig ist, dass sich nicht für alle Zellen der Tabelle veröffentlichte Regelverfahren finden lassen. Vor allem die grau markierte Drehzahl- und Winkelregelung von Antrieben wird meist nicht direkt, sondern durch kaskadierte Regelstrukturen erreicht.

Konventionelle Regelverfahren von Antriebssystemen sind nicht in der Lage, hoch ausgenutzte, permanentmagneterregte Synchronmaschinen zu regeln. Dies gilt sowohl für einfache lineare Regelmethode, wie etwa den PI-Regler [11], als auch für moderne Regelverfahren, wenn die magnetischen Nichtlinearitäten unberücksichtigt bleiben [14, 16, 19, 24]. Ursache ist, dass die Annahme einer linearen Magnetik zu großen Fehlern der Sollspannungsberechnung führt. Der Regler ist dann nicht im gesamten Betriebsbereich stabil. Ferner lassen sich

stets Betriebspunkte finden, in denen die Reglerverstärkungen derart falsch eingestellt sind, dass die Maschinenströme schwingen. Dies wurde in neueren Arbeiten durch die Nachführung der Reglerparameter [13, 25] oder die direkte Regelung der Flussverkettung [21, 23] verbessert. Dadurch ist zwar ein stabiler Betrieb möglich, die Regelung des Antriebssystems allerdings nicht optimal:

- Dynamische Ausgleichsvorgänge von alten zu neuen Sollwerten werden nicht präzise eingestellt, wodurch die Regelverfahren dynamisch langsamer sind als sie sein müssten. Dies geschieht einerseits, da der der Integralanteil des Reglers die Dynamik der Maschine negativ beeinflusst und andererseits weil der Betrieb an der Spannungsgrenze des Wechselrichters nicht optimal erfolgt.
- Die Regelverfahren berücksichtigen stets nur die Grundschwingung. Fehler des Wechselrichters und Einflüsse von Oberwellen werden damit nicht korrigiert und führen zu Schwingungen der Maschinenströme und so zu zusätzlichen Verlusten, Drehmomentrippeln, Vibrationen und Geräuschen.
- Eine phasen- und amplitudenrichtige Regelung von Oberschwingungen ist durch die begrenzte Bandbreite der Regelverfahren nicht möglich.

		Regelgröße				
		i	ψ	M	n	γ
Regelmethode	Linear	[11–13]				
	Hysterese	[14]		[15]		
	Fuzzy Logik	[16]	[17]	[18]		
	Sliding Mode	[19]		[20]		
	Prädiktiv	[13]	[21]	[22, 23]	[24]	

Tabelle 1.2: Regelverfahren lassen sich nach Regelgrößen (Spalten) und Regelmethoden (Zeilen) klassifizieren. In jeder Zelle der Tabelle kann theoretisch ein Regler eines Antriebssystems entworfen werden. Eine Auswahl veröffentlichter Regelverfahren ist in der Tabelle eingetragen. Die in dieser Arbeit vorgestellten, prädiktiven Regelverfahren gehören zu den blau markierten Zellen.

Die Regelverfahren können folglich dynamisch veränderlichen Sollwerten nicht ausreichend schnell und präzise folgen. In der Praxis existieren allerdings Anwendungen, die eine hochdynamische und sehr präzise Regelung erfordern. In Hybridfahrzeugen ist dies beispielsweise bei der Dämpfung von vom Verbrennungsmotor verursachten Drehmomentschwingungen durch den Elektromotor gegeben. Auch bei reinen Elektrofahrzeugen würde die Verbesserung der Motorregelung die Optimierung der Fahrdynamik der Antriebs-Schlupf-Regelung (ASR) oder des Elektronischen-Stabilitäts-Programms (ESP) durch aktive Eingriffe des Elektromotors erlauben. Ein weiteres, mögliches Anwendungsfeld sind Servo-Industrieantriebe, die zur Positions- und Drehzahlregelung in zahlreichen, industriellen Prozessen eingesetzt werden. Die erreichbare Dynamik der Positions- und Drehzahlregelung wird stets vom Regelkreis der Maschinenströme begrenzt. Ist das an dieser Stelle verwendete Regelverfahren schneller, führt dies ebenfalls zur Verbesserung der Dynamik der überlagerten Positions- und Drehzahlregelung und so im besten Fall zu schnelleren Abläufen in den zugehörigen industriellen Prozessen.

Hinsichtlich der Regelung von Antriebssystemen mit hoch ausgenutzten Maschinen bestehen somit Verbesserungspotentiale. Diese lassen sich erst durch Wechselrichterspeisung der Maschine in Kombination mit leistungsfähigen, digitalen Signalverarbeitungssystemen zur Ansteuerung heben. Ob das digitale Signalverarbeitungssystem dabei als Mikrocontroller, digitaler Signalprozessor (DSP) oder Field Programmable Gate Array (FPGA) ausgeführt ist, spielt eine untergeordnete Rolle, solange die Berechnung präziser Maschinenmodelle und komplexer, digitaler Regelverfahren in Echtzeit möglich ist. Derartige Systeme sind erst seit einigen Jahren zu erschwinglichen Preisen verfügbar.

Die vorliegende Arbeit löst die erwähnten Probleme für wechselrichter gespeiste, hoch ausgenutzte, permanentmagneterregte Synchronmaschinen. Es wird ein präzises Modell der Maschine entwickelt, das mit Rotoranisotropie, Eisensättigung, Kreuzverkopplung und Oberwellen alle relevanten physikalischen Phänomene der Maschine berücksichtigt. Auch die betriebspunktabhängigen Spannungsfehler des Wechselrichters werden bei der Modellbildung einbezogen. Möglichkeiten zur Identifikation der Modellparameter von Maschine und Wechselrichter werden aufgezeigt. Der Fokus liegt dabei auf der einfachen Anwendbarkeit der entwickelten Modelle und Parametrierungsverfahren in der Praxis. Die Modelle werden experimentell validiert und Modellfehler durch Näherungen und Parameterfehler abgeschätzt. Das so validierte Modell wird dann zur optimalen Regelung des Antriebssystems eingesetzt. Dabei wird die Stabilität und Optimalität bis zur Systemgrenze der Maschine und des Wechselrichters im gesamten Betriebsbereich sichergestellt. Dies beinhaltet einerseits die hochdy-

namische Regelung, sodass Sollwertveränderungen so schnell wie physikalisch möglich umgesetzt werden. Andererseits betrifft dies den stationären Betrieb, da konstante oder oszillierende Sollströme präzise eingeregelt werden. Dies ermöglicht die gezielte, hochdynamische Kontrolle des Drehmoments und so die Beeinflussung der Maschinengeräusche. Alle vorgeschlagenen Regelverfahren werden experimentell durch Messungen mit einer hoch ausgenutzten Prüflingsmaschine erprobt und die erreichbaren Verbesserungen quantifiziert.

Die Arbeit leistet damit einen Beitrag zur vollständigen, regelungstechnischen, stationären und dynamischen Beherrschung von magnetisch anisotropen, hoch ausgenutzten, permanentmagneterregten Synchronmaschinen im gesamten Betriebsbereich des Wechselrichters und der Maschine unter den heute gegebenen Randbedingungen der Regelung mit digitalen Signalverarbeitungssystemen.

Aufbau

Abbildung 1.2 zeigt den schematischen Aufbau der vorliegenden Arbeit. Nach der Einleitung folgt die Entwicklung der erforderlichen Theorie. Um Antriebssysteme zu regeln, ist ein genaues, physikalisches Verständnis der Maschine und des Wechselrichters erforderlich. Daher wird zunächst die nichtlineare Modellbildung beider Komponenten behandelt. Die Modelle besitzen Parameter, die identifiziert werden müssen. Dabei kommen je nach Parameter unterschiedliche Identifikationsverfahren zum Einsatz, die einzeln vorgestellt werden. Auf Basis der parametrisierten Modelle lassen sich dann die neuartigen Regelverfahren theoretisch entwickeln. Dies beinhaltet Regelverfahren zur Beherrschung der Dynamik, des stationären Betriebs und zur Regelung und Dämpfung von Oberschwingungen, die in einem ganzheitlichen Regelansatz vereinigt werden. Eine ausführliche Einordnung der wissenschaftlichen Literatur zu allen Themen befindet sich in den jeweiligen Unterkapiteln nach Definition der zum Verständnis erforderlichen Fachbegriffe. In Abb. 1.2 sind die zugehörigen Seitenzahlen in Klammern angeben.

Im Anschluss wird die praktische Anwendung der theoretisch erarbeiteten Verfahren vorgestellt. Dazu wird zunächst die Hard- und Software des verwendeten Versuchsaufbaus beschrieben. Danach folgen die mit dem Versuchsaufbau erhaltenen Ergebnisse, die Messungen zur Modellvalidierung, Dynamik sowie zur Dämpfung und Regelung von Oberschwingungen beinhalten. Die Modellgenauigkeit wird abgeschätzt und die Leistungsfähigkeit der entwickelten Regelverfahren diskutiert und quantitativ bewertet. Eine Zusammenfassung befindet sich am Ende der Arbeit.

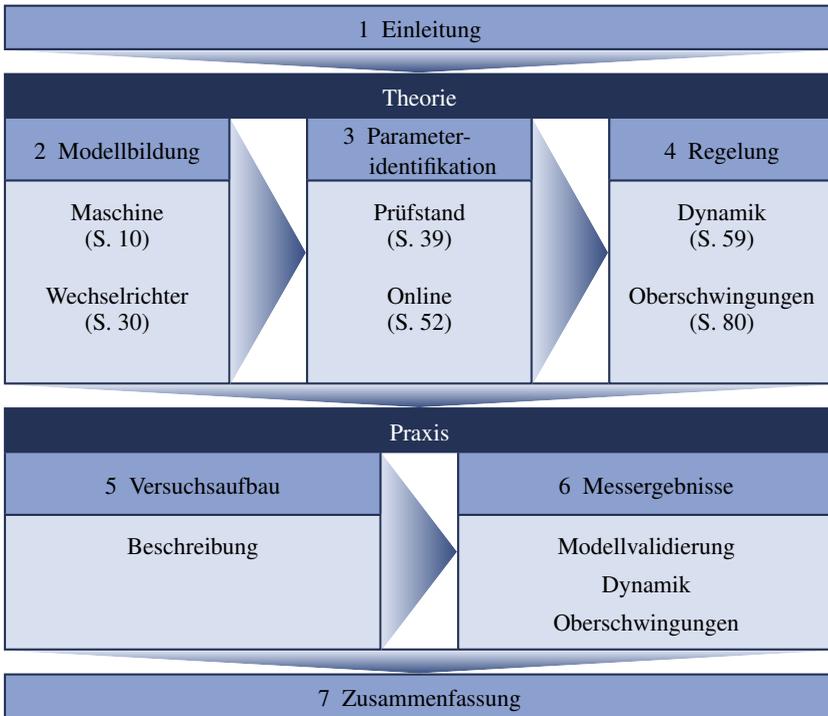


Abbildung 1.2: Struktureller Aufbau des Buches. Auf den in Klammern bezeichneten Seiten befindet sich die zu dem jeweiligen Thema gehörige, ausführliche Literaturrecherche.

2

Modellbildung

In diesem Kapitel werden die zum Verständnis des Buches erforderlichen Modelle aus den physikalischen Gegebenheiten hergeleitet. Dazu wird zunächst ein physikalisches Modell der permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Berücksichtigung von Rotoranisotropie, Eisensättigung, Kreuzverkopplung und Oberwellen entwickelt. Der Aufbau der Maschine aus Stator und Rotor wird erklärt und die Funktionsweise anhand des Begriffs des Drehfeldes erläutert. Ausgehend von physikalischen Grundgesetzen wird das elektromagnetische und mechanische Verhalten mathematisch beschrieben und in allgemeinen Systemgleichungen zusammengefasst.

Werden Synchronmaschinen als drehzahlvariable Antriebe eingesetzt, müssen sie von einem Wechselrichter mit Spannungen variabler Frequenz und Amplitude versorgt werden. Die zu diesem Zweck am weitesten verbreitete Schaltung ist die selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung mit zwei Spannungsniveaus. Anhand des elektrischen Ersatzschaltbilds wird die Funktionsweise erläutert und das Prinzip der Modulation eingeführt. Während des Betriebs weicht allerdings die Soll- von der Istspannung des Wechselrichters ab. Da dies zu Problemen in der Regelung des Gesamtsystems führt, werden die physikalischen Ursachen benannt und alle Effekte mit einer allgemeinen Systemgleichung des Wechselrichters mathematisch beschrieben.

2.1 Permanentmagneterregte Synchronmaschine

2.1.1 Aufbau und Funktionsweise

Elektrische Maschinen bestehen stets aus einem feststehenden Stator und einem beweglichen Rotor. Je nach Konstruktion kann der Rotor innerhalb oder außerhalb des Stators liegen. Der Stator ist aus einem Joch und Zähnen aus Eisen aufgebaut, wie für das Beispiel des innen liegenden Rotors in Abb. 2.1 gezeigt ist. Zwischen den Zähnen werden die Wicklungen aus Kupfer oder Aluminium in Nuten eingebracht. Bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen besteht der Rotor aus Eisen und Permanentmagneten und kann verschieden ausgeführt sein. Wie in Abb. 2.1 dargestellt, können sich die Permanentmagnete auf der Rotoroberfläche befinden (a), oder in I-Form (b) bzw. V-Form (c) im Rotor vergraben sein. Die Rotorbauform bestimmt die elektromagnetischen und mechanischen Eigenschaften und damit die Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik der Maschine [26, 27]. Während der Motorauslegung wird der Aufbau von Stator und Rotor solange verändert und optimiert, bis die gewünschte Charakteristik erreicht ist.

Werden die Statorwicklungen bestromt, überlagern sich die durch die Ströme hervorgerufenen Magnetfelder in der Maschine. Durch passende Bestromung ist es möglich, in der Maschine ein rotierendes Magnetfeld konstanter Amplitude zu erzeugen, das als Drehfeld bezeichnet wird. Bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen wird das von den Permanentmagneten erzeugte Magnetfeld und das Rotoreisen von dem durch die Statorströme erzeugten Drehmagnetfeld mitgezogen. So entsteht je nach Lage des Rotors zum Drehfeld ein beschleunigendes oder bremsendes Drehmoment. Da im stationären Betrieb Drehfeld und Rotor immer mit der gleichen Frequenz und damit synchron rotieren, werden Maschinen mit diesem Wirkprinzip als Synchronmaschinen bezeichnet.

2.1.2 Elektromagnetische Systemgleichung

Das elektromagnetische Verhalten von Synchronmaschinen ist in der Literatur ausführlich dokumentiert. Modelle von linearen permanentmagneterregten Synchronmaschinen finden sich in zahlreichen Lehrbüchern [28–31]. Hochgenutzte Maschinen mit hoher Leistungsdichte lassen sich durch lineare Modelle allerdings nicht beschreiben, da die Annahme eines linear vom Strom abhängigen Magnetfeldes nicht mehr gültig ist. Daher wurden Modelle entwickelt, die die nichtlinearen Effekte der Eisensättigung und magnetischen Kreuzverkopplung berücksichtigen [13, 25, 32, 33]. Die Modelle lassen sich weiter präzi-

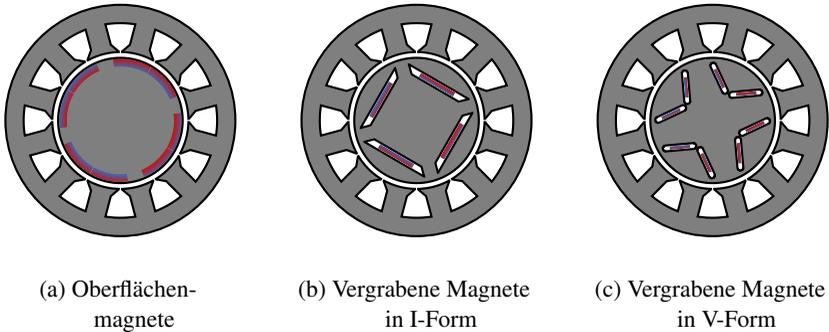


Abbildung 2.1: Unterschiedliche Rotorbauweisen permanentmagneterregter Synchronmaschinen

sieren, wenn winkelabhängige Effekte durch Oberwellen berücksichtigt werden [E1, 34–36].

Im Folgenden wird der Stand der Literatur zusammengefasst und didaktisch aufgearbeitet. Der Fokus liegt auf anschaulichen, physikalischen Erklärungen, mit dem Ziel das elektromagnetische Verhalten unter Berücksichtigung der erwähnten Effekte vollständig zu beschreiben. Die folgenden Herleitungen gelten für permanentmagneterregte Synchronmaschinen und synchrone Reluktanzmaschinen unter Berücksichtigung von Rotoranisotropie, Eisensättigung, Kreuzverkopplung und Oberwellen. Der resultierende Gleichungssatz ist mathematisch äquivalent zu dem, der bei Herleitungen über die magnetische Koenergie erhalten wird [25, 34, 35]. Zur Herleitung des Maschinenmodells werden folgende vereinfachende Annahmen getroffen:

- Die Maschine besitzt drei symmetrische, im Stern verschaltete Stränge. Die Herleitung erfolgt mit dieser Annahme, da nahezu alle wechselrichter gespeisten, permanentmagneterregten Synchronmaschinen auf diese Art gebaut werden. Mehrphasige und im Dreieck verschaltete Maschinen lassen sich ähnlich behandeln [37].
- Der Sternpunkt der Maschine ist nicht angeschlossen. Auch diese Annahme gilt praktisch für alle wechselrichtergespeisten, permanentmagneterregten Synchronmaschinen, da so zusätzliche Verluste durch Stromnullsysteme vermieden werden. Diese Vereinfachung lässt sich aufheben, wenn die in Gleichung (2.5) definierten Nullkomponenten nicht vernachlässigt werden.

- Kapazitive Verschiebestrome, Alterungseinflüsse, Temperatureffekte, Ummagnetisierungsverluste und Stromverdrängungseffekte werden vernachlässigt. Die folgende Herleitung ist einfacher nachvollziehbar, wenn diese Nebeneffekte zunächst außer Acht gelassen werden. Alle Effekte lassen sich jedoch nachträglich durch Modellerweiterungen berücksichtigen: Kapazitive Verschiebestrome können durch parasitäre Kapazitäten im Wicklungsmodell abgebildet werden [38–40]. Alterungseinflüsse führen zu langsam veränderlichen Maschinenparametern, die durch den ohmschen Strangwiderstand und die Flussverkettungen gegeben sind. Temperatureffekte werden durch thermodynamische Ersatzschaltbilder [41–44] und Temperaturabhängigkeiten der Maschinenparameter beschrieben [45]. Stromverdrängung lässt sich durch einen im Vergleich zum Gleichstromwiderstand vergrößerten Strangwiderstand berücksichtigen [46]. Ummagnetisierungsverluste sind von der Frequenz und der Flussverkettung abhängig [46] und können im elektrischen Ersatzschaltbild im stationären Betrieb durch einen zur induzierten Spannung parallelen, ohmschen Widerstand modelliert werden [E3, 47, 48]. Alternativ ist eine Berücksichtigung als zusätzliches, bremsendes Moment an der Welle möglich [E1].

Werden das ohmsche Gesetz, das Maxwellsche Induktionsgesetz und die Kirchhoffsche Maschenregel auf die drei Maschinenstränge angewendet, resultieren drei Gleichungen für die Strangspannungen.

$$u_1 = R \cdot i_1 + \frac{d\psi_1}{dt} \quad (2.1)$$

$$u_2 = R \cdot i_2 + \frac{d\psi_2}{dt} \quad (2.2)$$

$$u_3 = R \cdot i_3 + \frac{d\psi_3}{dt} \quad (2.3)$$

Dabei bezeichnet u_m die Strangspannung, i_m den Strangstrom, R den ohmschen Strangwiderstand, ψ_m den mit der Wicklung verketteten Fluss und $m \in \{1,2,3\}$ den Strangindex. Die Strangspannung setzt sich allgemein aus zwei Anteilen zusammen: einem Spannungsabfall aufgrund des ohmschen Widerstands der Wicklung und einer induzierten Spannung, die durch die Änderung der Flussverkettung des Strangs entsteht. Die Gleichungen (2.1) bis (2.3) können graphisch, wie in Abb. 2.2 gezeigt, als Ersatzschaltbild dargestellt werden.

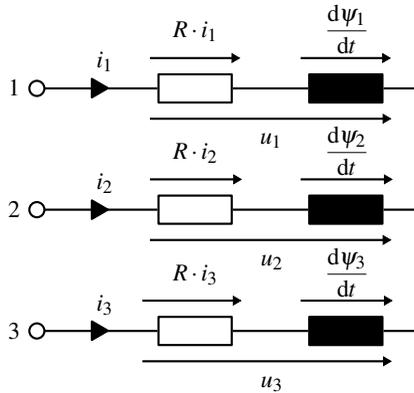


Abbildung 2.2: Dreiphasiges, dynamisches, elektromagnetisches Ersatzschaltbild der im Gesamtsystem in Abb. 1.1 dargestellten permanentmagneterregten Synchronmaschine.

Es ist zweckmäßig die Maschine nicht in Stranggrößen, sondern in transformierten, rotororientierten Größen zu beschreiben, da sich erstens durch die Transformation die wesentlichen Prozesse der Maschine mit nur zwei Gleichungen beschreiben lassen und weil zweitens die magnetische Anisotropie des Rotors dann mathematisch einfach fassbar wird. Dazu werden die Momentanwerte der Stranggrößen zunächst als Raumzeiger und Nullkomponente interpretiert. Die Darstellung als Raumzeiger lässt sich aus der Tatsache motivieren, dass sich das Gesamtmagnetfeld in der Maschine als räumliche Überlagerung der Einzelmagnetfelder der drei Stränge ergibt, die in der Maschine elektrisch um 120° versetzt angeordnet sind. Als Raumzeiger wird deshalb die vektorielle Addition der Momentanwerte der Stranggrößen definiert, wobei die einzelnen Stränge, wie in Abb. 2.3 (a) zu sehen, jeweils um 120° räumlich versetzt angeordnet werden. Der Raumzeiger wird dabei so skaliert, dass seine Länge gerade der Strangamplitude im stationären Betrieb entspricht. Da der Raumzeiger einen Punkt im \mathbb{R}^2 bezeichnet, kann er ohne Informationsverlust ebenfalls in einem Orthogonalsystem als komplexe Zahl dargestellt werden. Ein solches statorfestes Orthogonalsystem wird als $\alpha\beta$ -System bezeichnet und ist in Abb. 2.3 (b) abgebildet. Die α -Achse wird als reale Achse definiert und zeigt in die gleiche Richtung wie die 1-Achse. Die β -Achse steht als imaginäre Achse auf dieser

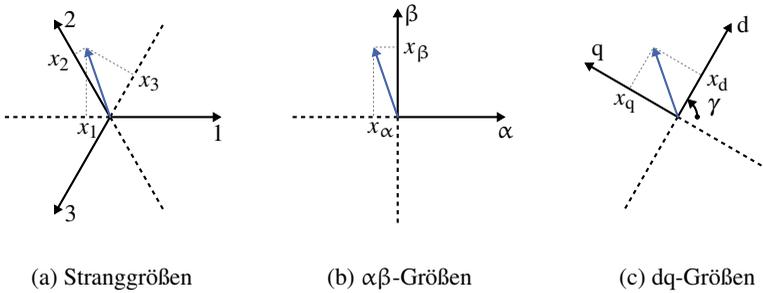


Abbildung 2.3: Spannungen, Ströme und Flussverkettungen können als Raumzeiger interpretiert und mathematisch äquivalent in verschiedenen Bezugssystemen dargestellt werden.

orthogonal. Mathematisch lässt sich der Raumzeiger $\underline{x}_{\alpha\beta}$ als komplexe Zahl direkt aus den Stranggrößen $x \in \{i, u, \psi\}$ berechnen.

$$\underline{x}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \left(x_1 + x_2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_3 \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.4)$$

Die Nullkomponente ist der Mittelwert der Stranggrößen x_m .

$$x_0 = \frac{1}{3} (x_1 + x_2 + x_3) \quad (2.5)$$

Es führt zu Widersprüchen sich den Raumzeiger räumlich in der Maschine vorzustellen. So haben weder die Ströme noch die Spannungen in der Maschine die Richtung des Raumzeigers und auch das Magnetfeld in der Maschine besitzt beim Auftreten von Oberwellen nicht nur eine Richtung. Für das Verständnis ist es deshalb wichtig, die Transformation der Statorgrößen in α -, β - und 0-Komponenten als mathematische Äquivalenzumformung der Momentanwerte zu interpretieren: Aus drei Statorgrößen ergeben sich eindeutig drei transformierte Größen und umgekehrt. Allerdings ist die Nullkomponente für die Beschreibung der berücksichtigten physikalischen Prozesse der Maschine nicht notwendig.

- Eine Stromnullkomponente i_0 kann aufgrund der Kirchhoffschen Knotenregel am nicht angeschlossenen Sternpunkt nicht auftreten.

- Eine Spannungsnullkomponente u_0 kann an die Klemmen der Maschine angelegt werden. Da Verschiebestrome vernachlässigt werden, führt sie allerdings nicht zu Strömen und Magnetfeldern. Daher taucht sie nicht in den Strangspannungen auf und kann folglich vernachlässigt werden.
- Eine Flussnullkomponente ψ_0 kann nur die Maschine selbst erzeugen. Aufgrund der Sternschaltung und des nicht angeschlossenen Sternpunkts führt sie nicht zu Strömen und wird daher an den Klemmen nicht wirksam.

Nullsysteme werden daher im Folgenden nicht weiter betrachtet. Durch Einsetzen von (2.1) bis (2.3) in die Transformationsgleichung (2.4) folgt die Spannungsgleichung im $\alpha\beta$ -System.

$$\underline{u}_{\alpha\beta} = R \cdot \underline{i}_{\alpha\beta} + \frac{d\underline{\psi}_{\alpha\beta}}{dt} \quad (2.6)$$

Strukturell hat sich durch die Transformation nichts verändert, die Strangspannung im $\alpha\beta$ -System besteht ebenfalls aus einem ohmschen und einem induzierten Anteil durch Flussverkehtungsänderung.

In einem zweiten Transformationsschritt wird das Bezugssystem am Rotor der Maschine orientiert. Dies geschieht, wie in Abb. 2.3 (c) dargestellt, durch Drehung des Bezugssystems um den Rotorwinkel γ . Die d-Achse wird als Richtung des Permanentmagnetflusses und reale Achse definiert und der Rotorwinkel γ als Winkel von der 1- bzw. α -Achse zur d-Achse. Dreht sich der Rotor, ändert sich der Rotorwinkel γ und damit die Lage des dq-Systems. Mathematisch lässt sich die Drehung des Bezugssystems durch (2.7) beschreiben.

$$\underline{x}_{dq} = \underline{x}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\gamma} \quad (2.7)$$

Auflösen von (2.7) nach $\underline{x}_{\alpha\beta}$ und Einsetzen in (2.6) führt auf:

$$\underline{u}_{dq} \cdot e^{j\gamma} = R \cdot \underline{i}_{dq} \cdot e^{j\gamma} + \frac{d(\underline{\psi}_{dq} \cdot e^{j\gamma})}{dt} \quad (2.8)$$

Bei der zeitlichen Ableitung der Flussverkehtung müssen die Produkt- und Kettenregel beachtet werden, was (2.9) ergibt.

$$\underline{u}_{dq} \cdot e^{j\gamma} = R \cdot \underline{i}_{dq} \cdot e^{j\gamma} + \frac{d\underline{\psi}_{dq}}{dt} \cdot e^{j\gamma} + j\omega \underline{\psi}_{dq} \cdot e^{j\gamma} \quad (2.9)$$

Dabei bezeichnet $\omega = \frac{d\gamma}{dt}$ die elektrische Kreisfrequenz. Durch Multiplikation mit $e^{-j\gamma}$ folgt die komplexe Systemgleichung der Maschine.

$$\underline{u}_{dq} = R \cdot \underline{i}_{dq} + \frac{d\underline{\psi}_{dq}}{dt} + j\omega \underline{\psi}_{dq} \tag{2.10}$$

Im Gegensatz zu (2.1) bis (2.3) und (2.6) treten in (2.10) drei Spannungskomponenten auf. Dies liegt an der Tatsache, dass die dq-Transformation zwei unterschiedliche physikalische Effekte voneinander trennt. In der Statorwicklung kann eine Flussverkettungsänderung einerseits durch eine Stromänderung und andererseits durch Drehung des Rotors verursacht werden. Sind beide Effekte in (2.1) bis (2.3) und (2.6) noch in einem Ausdruck zusammengefasst, treten sie in (2.10) mathematisch getrennt auf: Flussverkettungsänderungen durch Stromänderungen sind im Term $\frac{d\underline{\psi}_{dq}}{dt}$ und Änderungen durch Rotordrehung im Term $j\omega \underline{\psi}_{dq}$ repräsentiert. Gleichung (2.10) kann in Real- und Imaginärteil zerlegt werden.

$$u_d = R \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega\psi_q \tag{2.11}$$

$$u_q = R \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega\psi_d \tag{2.12}$$

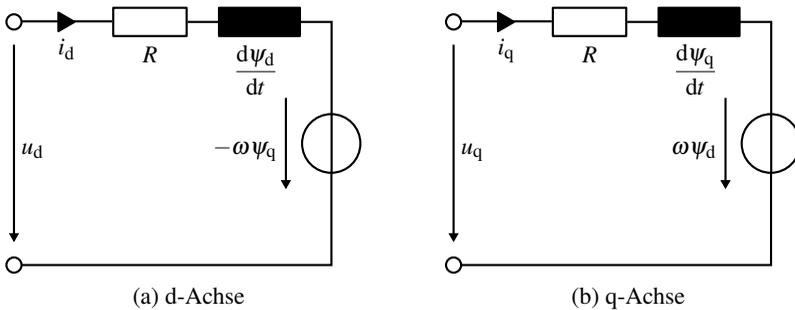


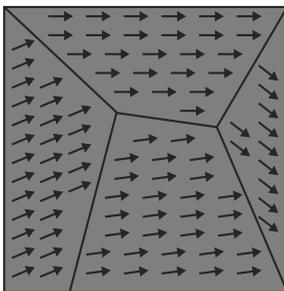
Abbildung 2.4: Dynamisches, elektromagnetisches Ersatzschaltbild der permanentmagnetenerregten Synchronmaschine in rotororientierten Koordinaten.

Beide Gleichungen können, wie in Abb. 2.4 zu sehen, grafisch als Ersatzschaltbild dargestellt werden. Im Vergleich zu Abb. 2.2 werden durch die Transformationen drei zu zwei Spannungsgleichungen reduziert.

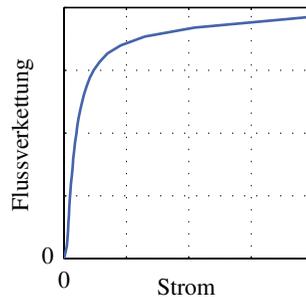
Unter den gegebenen Randbedingungen sind die Flussverkettungen ψ_d und ψ_q dreidimensionale Funktionen. Sie hängen von den Strömen i_d und i_q sowie dem Rotorwinkel γ ab. Ursache sind drei physikalische Phänomene: Eisensättigung, Kreuzverkopplung und Oberwellen.

Eisensättigung

Ein einfaches Erklärungsmodell des magnetischen Verhaltens des in elektrischen Maschinen eingesetzten ferromagnetischen Eisens basiert auf der Grundannahme, dass sich Eisen magnetisch wie eine Vielzahl räumlich verteilter kleiner Elementarmagnete verhält [49]. Wie in Abb. 2.5 (a) dargestellt, richten sich die als Pfeile eingezeichneten Elementarmagnete in Bezirken gleichsinnig aus. Durchsetzt ein von einem Strom verursachtes externes Magnetfeld das Material richten sich die Elementarmagnete der Bezirke entlang des externen Feldes aus und verstärken dieses. Sind alle Elementarmagnete ausgerichtet, sättigt der Verstärkungseffekt. Dies führt zu dem in Abb. 2.5 (b) abgebildeten, nichtlinearen Verstärkungsverhalten. Das Beispiel zeigt Messdaten einer Einzelspule mit dem Eisenblechtyp M330-35A [50]. Ein näherungsweise linearer Bereich bei



(a) Elementarmagnete in Eisen



(b) Polarisationskurve von Eisen

Abbildung 2.5: Ein einfaches Modell ferromagnetischer Werkstoffe besteht aus Elementarmagneten, die sich in Bezirken gleich ausrichten (a). Dies führt zu einer stromabhängigen, nichtlinearen Flussverkeftung (b).

kleinen Strömen, ein nichtlinearer Übergangsbereich und der Sättigungsbereich, der eine geringere Steigung aufweist, sind klar zu erkennen.

In einer Maschine überlagert sich das nichtlineare Sättigungsverhalten der drei verkoppelten Stränge und wird durch die rotororientierte Transformation in d- und q-Komponenten abgebildet. Eisensättigung lässt sich deshalb in das eingeführte Maschinenmodell einfach integrieren, indem sich die transformierten Flussverkettungen nichtlinear mit der transformierten Stromkomponente der gleichen Achse verändern. Wenn Eisensättigung berücksichtigt werden soll, hängt folglich der Momentanwert von ψ_d nichtlinear von i_d und der Momentanwert von ψ_q nichtlinear von i_q ab.

Kreuzverkopplung

Die d- und q-Achse stehen orthogonal zueinander. Daher sollten sich d- und q-Größen nicht gegenseitig beeinflussen. Dies trifft für Ströme und Spannungen zu, nicht aber für Flussverkettungen. Zur Verdeutlichung sind in Abb. 2.6 beispielhaft zwei Flusslinien des d-Flusses in rot und des q-Flusses in blau eingezeichnet. Es ist erkennbar, dass sich d- und q-Fluss im Statorjoch den gleichen Flusspfad teilen. Dabei laufen d- und q-Fluss je nach Segment in gleiche oder entgegengesetzte Richtungen. Laufen die Flusslinien in die gleiche Richtung, führt dies zur Aufmagnetisierung des Statorjochsegments. Laufen sie in entgegengesetzte Richtungen, führt dies zur Entmagnetisierung. Aufgrund des nichtlinearen, magnetischen Verhaltens des Stator Eisens heben sich die Effekte von Auf- und Entmagnetisierung nicht gegenseitig auf, wodurch d-Achse und

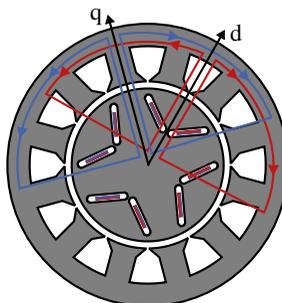


Abbildung 2.6: Gemeinsame Flusspfade von d- und q-Fluss im Statorjoch führen zu Kreuzverkopplung.

q-Achse magnetisch verkoppelt sind. Wird beispielsweise durch einen großen q-Strom die q-Achse stark gesättigt, verändert sich folglich auch der Magnetkreis der d-Achse und umgekehrt. Dieser Kopplungsmechanismus wird als Kreuzverkopplung bezeichnet [25, 32, 51].

Im Maschinenmodell lässt sich dieses Verhalten durch zweidimensionale Flussverkettungen beschreiben, die von beiden Stromkomponenten abhängen. Werden Eisensättigung und Kreuzverkopplung berücksichtigt, hängen die Momentanwerte von sowohl ψ_d als auch ψ_q von i_d und i_q ab.

Oberwellen

Die magnetischen Verhältnisse der Maschine verändern sich mit dem Rotorwinkel γ [25, 34]. Dies hat mehrere Ursachen:

- Die Permanentmagnete des Rotors erzeugen auf der Rotoroberfläche entlang des Umfangs ein nicht sinusförmiges Magnetfeld.
- Der Stator einer Maschine besteht, wie in Abb. 2.6 gezeigt, aus Zähnen und Nuten. Diese verzerren das Magnetfeld im Luftspalt entlang des Umfangs.
- Die Wicklung eines Strangs wird diskret in eine oder mehrere Nuten gelegt und als Zone bezeichnet. Die elektromagnetischen Verhältnisse ändern sich, wenn der Rotor an verschiedenen Positionen der Zone steht.

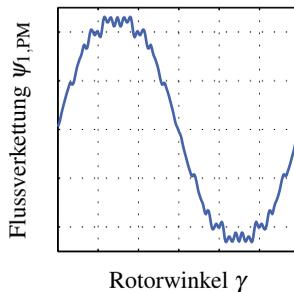


Abbildung 2.7: Durch die Konstruktion der Maschine sind die Flussverkettungen in den Statorwicklungen in Abhängigkeit des Rotorwinkels γ nicht sinusförmig. Dies ist beispielhaft für die Permanentmagnetflussverkeftung des ersten Strangs $\psi_{1,PM}$ gezeigt.

Dies führt in Summe dazu, dass sich die Flussverkettung eines einzelnen Strangs nicht sinusförmig verändert, wenn sich der Rotor dreht. Dies ist in Abb. 2.7 beispielhaft für den Leerlauf einer Maschine zu sehen: Die Permanentmagnetflussverkettung des 1. Strangs ist über dem Rotorwinkel abgebildet. Sie enthält neben der Grundwelle einen signifikanten Oberwellenanteil.

Werden Eisensättigung, Kreuzverkopplung und Oberwellen im Maschinenmodell berücksichtigt, werden die Flussverkettungen dreidimensional. Es hängen dann die Momentanwerte der Flussverkettungen ψ_d und ψ_q von den Strömen i_d und i_q sowie dem Rotorwinkel γ ab.

Allgemeine zeitkontinuierliche Systemgleichung

Die zeitliche Ableitung der dreidimensionalen Flussverkettungen in den Systemgleichungen (2.11) und (2.12) lässt sich analytisch umformen. Da die Flussverkettungen von den drei Größen i_d , i_q und γ abhängen, die wiederum Zeitfunktionen sind, wird zur Differentiation die mehrdimensionale Kettenregel angewendet.

$$\frac{d\psi_d}{dt} = \underbrace{\frac{\partial \psi_d}{\partial i_d}}_{L_{dd}} \frac{di_d}{dt} + \underbrace{\frac{\partial \psi_d}{\partial i_q}}_{L_{dq}} \frac{di_q}{dt} + \underbrace{\frac{\partial \psi_d}{\partial \gamma}}_{\Lambda_d} \frac{d\gamma}{dt} \quad (2.13)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = \underbrace{\frac{\partial \psi_q}{\partial i_d}}_{L_{qd}} \frac{di_d}{dt} + \underbrace{\frac{\partial \psi_q}{\partial i_q}}_{L_{qq}} \frac{di_q}{dt} + \underbrace{\frac{\partial \psi_q}{\partial \gamma}}_{\Lambda_q} \frac{d\gamma}{dt} \quad (2.14)$$

Für die partiellen Ableitungen werden Abkürzungen eingeführt. Partielle Ableitungen der Flussverkettungen nach den Strömen werden als differentielle Induktivitäten und Ableitungen der Flussverkettungen nach dem Winkel als differentielle Winkelabhängigkeiten bezeichnet. Die eingeführten Abkürzungen sind partielle Ableitungen von dreidimensionalen Funktionen und damit selbst wiederum dreidimensionale Funktionen, die von i_d , i_q und γ abhängen. Die differentielle Induktivitäten sind zur Regelung der Maschine nicht erforderlich, da das elektromagnetische Verhalten der Maschine mit (2.11) und (2.12) ohne differentielle Induktivitäten vollständig beschrieben ist. Benötigt werden die differentielle Induktivitäten allerdings in Abschnitt 2.1.4 bei der Beschreibung des Simulationsmodells der Maschine. Einsetzen von (2.13) und (2.14) in die Systemgleichungen (2.11) und (2.12) ergibt die allgemeine Systemgleichung.

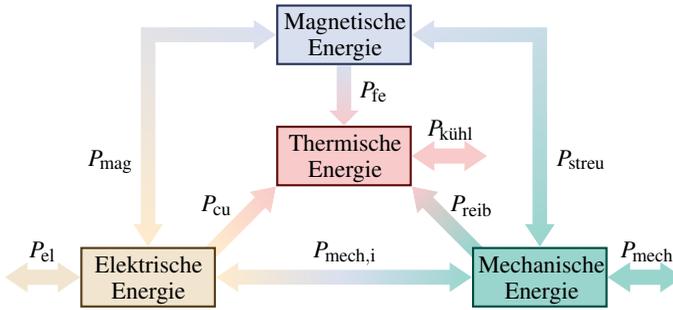


Abbildung 2.8: Leistungflussdiagramm elektrischer Maschinen

$$u_d = R \cdot i_d + L_{dd} \frac{di_d}{dt} + L_{dq} \frac{di_q}{dt} + \omega (\Lambda_d - \psi_q) \quad (2.15)$$

$$u_q = R \cdot i_q + L_{qd} \frac{di_d}{dt} + L_{qq} \frac{di_q}{dt} + \omega (\Lambda_q + \psi_d) \quad (2.16)$$

Die Systemgleichungen stellen ein verkoppeltes, nichtlineares Differentialgleichungssystem dar. Um die verschiedenen Ausdrücke den gleichzeitig ablaufenden, physikalischen Prozessen zuzuordnen, werden die Systemgleichungen durch Multiplikation von (2.15) mit i_d und von (2.16) mit i_q in Leistungsgleichungen umgeformt.

$$u_d \cdot i_d = R \cdot i_d^2 + L_{dd} \frac{di_d}{dt} \cdot i_d + L_{dq} \frac{di_q}{dt} \cdot i_d + \omega (\Lambda_d - \psi_q) \cdot i_d \quad (2.17)$$

$$u_q \cdot i_q = R \cdot i_q^2 + L_{qd} \frac{di_d}{dt} \cdot i_q + L_{qq} \frac{di_q}{dt} \cdot i_q + \omega (\Lambda_q + \psi_d) \cdot i_q \quad (2.18)$$

$$\underbrace{\frac{2}{3} P_{el}} = \underbrace{\frac{2}{3} P_{cu}} + \underbrace{\frac{2}{3} P_{mag}} + \underbrace{\frac{2}{3} P_{mech,i}} \quad (2.19)$$

Durch Summation von (2.17) und (2.18) entsteht (2.19). Der Faktor $2/3$ in den Leistungen tritt aufgrund des Vorfaktors der amplitudeninvarianten Raumzeitertransformation in (2.4) auf. Die Summanden können nun den ablaufenden physikalischen Prozessen in Abb. 2.8 zugeordnet werden. In den Rechtecken stehen die Energiespeicher der vier beteiligten physikalischen Domänen. Alle mehrfarbigen Pfeile bezeichnen je nach Pfeilrichtung uni- und bidirektionale

Energiewandlungsprozesse zwischen den vorhandenen Energiespeichern. Einfarbige Pfeile stehen für den Energieaustausch mit der Umgebung. Dies sind die mechanische Leistung P_{mech} , die den Energieaustausch über die Welle mit der Last beschreibt, die thermische Leistung $P_{\text{kühl}}$, die über das Kühlmittel und die umgebende Luft zu- oder abgeführt wird und die elektrische Leistung P_{el} , die die mit dem Wechselrichter ausgetauschte Energie angibt. Eine elektrische Maschine verfügt über keinen elektrischen Energiespeicher. Sie nimmt aufgrund der Energieerhaltung stets exakt die zugeführte, elektrische Leistung auf, die sie in anderer Form wieder abgibt. Wie in (2.17) und (2.18) erkennbar, teilt sich die elektrische Leistung in drei Teile auf. Der erste Ausdruck beschreibt die Kupferverlustleistung P_{cu} aufgrund des ohmschen Widerstands der Wicklungen. Der Leistungsfluss ist unidirektional. Es wird immer elektrische Energie in thermische Energie umgewandelt und niemals umgekehrt. Der zweite Ausdruck beschreibt die Umwandlung elektrischer in magnetische Energie und umgekehrt. Die Leistung P_{mag} tritt nur auf, wenn sich die rotororientierten Ströme und damit die Energie des Magnetfelds in der Maschine verändern. Der dritte Term $P_{\text{mech},i}$ quantifiziert die Umwandlung elektrischer in mechanische Energie im Motorbetrieb und umgekehrt im Generatorbetrieb. Der physikalische Wirkmechanismus des dritten Terms beruht auf der Umwandlung elektrischer in magnetische Energie, die unmittelbar in mechanische Energie umgesetzt wird, weil die Kraftwirkung in elektrischen Maschinen auf Magnetfeldern beruht. Da dies die in der Maschine gespeicherte magnetische Energie allerdings nicht beeinflusst, ist in Abb. 2.8 der Pfeil direkt von der elektrischen zur mechanischen Energie dreifarbig eingezeichnet.

In Abb. 2.8 sind drei weitere Leistungen eingetragen, die in (2.17) und (2.18) nicht auftauchen. Dies sind einerseits die in den Annahmen vernachlässigten Verlustleistungen der mechanischen Reibung P_{reib} und der Ummagnetisierung der magnetischen Werkstoffe P_{fe} . Andererseits tritt die Leistung P_{streu} auf, die direkt mechanische in magnetische Energie bidirektional umwandelt und in Abschnitt 2.1.3 detailliert behandelt wird.

Das in Abb. 2.8 gezeigte Leistungsflussdiagramm gilt nicht nur für permanentmagneterregte Synchronmaschinen. Es ist universell für alle Arten elektrischer Maschinen gültig, da jedes Maschinenprinzip und -modell auf die in der Maschine ablaufenden elektrischen, magnetischen, mechanischen und thermischen Energiewandlungsprozesse zurückgeführt werden kann.

Die durch (2.11) und (2.12) bzw. (2.15) und (2.16) gegebenen, elektromagnetischen, zeitkontinuierlichen Systemgleichungen sind zwar mathematisch präzise, aber in der Praxis in dieser Form nicht anwendbar. In den zwei folgenden Abschnitten werden sie daher durch die Analyse der Spannungs-Zeit-Flächen

zeitlich diskretisiert und durch die Definition von Spannungsfehlern vereinfacht. Erst diese zwei Schritte ermöglichen ihre in den Kapiteln drei und vier beschriebene praktische Anwendung.

Zeitdiskretisierung

Heute werden nahezu ausschließlich digitale Regler für wechselrichtergespeiste elektrische Maschinen eingesetzt. Um die hergeleiteten Systemgleichungen zur Regelung verwenden zu können, müssen sie zeitlich diskretisiert werden. Dazu wird nicht von (2.15) und (2.16) ausgegangen. An diesen Gleichungen lassen sich zwar gut die physikalischen Prozesse trennen, in einer Regelung wäre aber die genaue Kenntnis aller partiellen Ableitungen der Flussverkettung erforderlich. Einfacher und mathematisch äquivalent ist stattdessen von (2.11) und (2.12) auszugehen, da dann zur Berechnung lediglich der ohmsche Strangwiderstand R und die Flussverkettungen ψ_d und ψ_q bekannt sein müssen.

Die Zeitdiskretisierung wird durch numerisches Integrieren mit der Trapezregel [52] anhand von Abb. 2.9 durchgeführt. Unter Vernachlässigung der taktfrequenten Rippel sind dort die verschiedenen Spannungskomponenten der d- und q-Achse dargestellt. Mit $k \in \mathbb{N}$ kennzeichnen die Zeitpunkte t_k und t_{k+1} den Beginn und das Ende eines Abtastintervalls der Dauer T . Im Abtastintervall vor t_k ist die Maschine stationär, da als Spannungen nur ein konstanter induzierter Anteil in Grün und ein konstanter ohmscher Anteil in Rot auftreten. Nach t_{k+1} ist die Maschine wiederum stationär, wobei sich die stationären Ströme und Fluss-

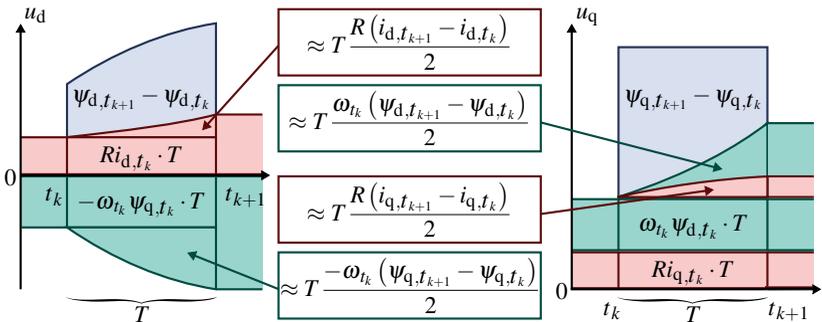


Abbildung 2.9: Spannungs-Zeit-Flächen in d- und q-Achse innerhalb eines Abtastintervalls zwischen den Zeitpunkten t_k und t_{k+1}

verkettungen verändert haben. Im Abtastintervall von t_k nach t_{k+1} ist die Maschine elektromagnetisch dynamisch, was durch die zusätzlichen Spannungsanteile im Abtastintervall sichtbar wird. Sowohl der ohmsche Anteil in Rot als auch der induzierte Anteil durch Rotordrehung in Grün verändern sich in beiden Achsen während des Abtastintervalls nichtlinear. Zusätzlich tritt die induzierte Spannung durch die Stromänderung in Blau eingezeichnet auf. Die Summe aller Spannungsanteile entspricht gerade dem an die Maschine angelegten Spannungsmittelwert im Abtastintervall. Werden die Veränderungen der Ströme und Flussverkettungen im Abtastintervall linear und die elektrische Kreisfrequenz konstant angenommen, gilt für das Spannungs-Zeit-Flächengleichgewicht im Abtastintervall:

$$\begin{aligned}
 u_{d,t_k} \cdot T &= R \left[i_{d,t_k} + \frac{1}{2} (i_{d,t_{k+1}} - i_{d,t_k}) \right] \cdot T \\
 &\quad + (\Psi_{d,t_{k+1}} - \Psi_{d,t_k}) \\
 &\quad - \omega_{t_k} \left[\Psi_{q,t_k} + \frac{1}{2} (\Psi_{q,t_{k+1}} - \Psi_{q,t_k}) \right] \cdot T \quad (2.20)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 u_{q,t_k} \cdot T &= R \left[i_{q,t_k} + \frac{1}{2} (i_{q,t_{k+1}} - i_{q,t_k}) \right] \cdot T \\
 &\quad + (\Psi_{q,t_{k+1}} - \Psi_{q,t_k}) \\
 &\quad + \omega_{t_k} \left[\Psi_{d,t_k} + \frac{1}{2} (\Psi_{d,t_{k+1}} - \Psi_{d,t_k}) \right] \cdot T \quad (2.21)
 \end{aligned}$$

Die im Zeitintervall von t_k bis t_{k+1} wirksamen Spannungen u_{d,t_k} und u_{q,t_k} werden dabei mit dem Zeitindex des Beginns des Abtastintervalls t_k bezeichnet. Vereinfachung und Division durch T führen auf die zeitdiskrete Näherung der Systemgleichungen.

$$u_{d,t_k} = \frac{1}{2} R (i_{d,t_k} + i_{d,t_{k+1}}) + \frac{\Psi_{d,t_{k+1}} - \Psi_{d,t_k}}{T} - \frac{1}{2} \omega_{t_k} (\Psi_{q,t_k} + \Psi_{q,t_{k+1}}) \quad (2.22)$$

$$u_{q,t_k} = \frac{1}{2} R (i_{q,t_k} + i_{q,t_{k+1}}) + \frac{\Psi_{q,t_{k+1}} - \Psi_{q,t_k}}{T} + \frac{1}{2} \omega_{t_k} (\Psi_{d,t_k} + \Psi_{d,t_{k+1}}) \quad (2.23)$$

Die Gleichungen (2.22) und (2.23) berücksichtigen eine Veränderung der induzierten Spannung durch Rotordrehung während des Abtastintervalls, auch wenn dieser Effekt häufig vernachlässigt wird [53–58]. Der Nachweis der Gültigkeit

der Näherungen und der Tatsache, dass die Veränderung der Flussverkettungen im Abtastintervall berücksichtigt werden muss, findet sich in Abschnitt 6.1.

Spannungsfehler

Zur Lösung von (2.22) und (2.23) müssen die Flussverkettungen ψ_d und ψ_q als dreidimensionale Funktionen der Ströme i_d und i_q sowie des Rotorwinkels γ bekannt sein. Dies führt in der Praxis zu Problemen: Der in digitalen Signalverarbeitungssystemen zur Verfügung stehende Speicherbereich für große, dreidimensionale Kennfelder reicht in der Regel nicht aus. Des Weiteren verursachen Fertigungsstreuungen, dass sich die winkelabhängigen Parameter eines Prüflings nicht uneingeschränkt auf andere baugleiche Maschinen übertragen lassen [25]. Folglich kann das hergeleitete Modell in Anwendungen nicht fehlerfrei über dreidimensionale Flussverkettungsfunktionen parametrisiert werden. Es wird aber dennoch ein Modell benötigt, das die Effekte der Eisensättigung, Kreuzverkopplung und Oberwellen berücksichtigt.

Als Lösungsansatz werden die Flussverkettungen über eine ganze Zahl mechanischer Umdrehungen des Rotorwinkels gemittelt und als Grundwellenflussverkettungen $\bar{\psi}_d$ und $\bar{\psi}_q$ bezeichnet. Die Flussverkettungen hängen damit nicht mehr vom Rotorwinkel γ , sondern nur von den Strömen i_d und i_q ab. Werden diese in (2.22) und (2.23) eingesetzt, sind die berechneten Spannungen durch

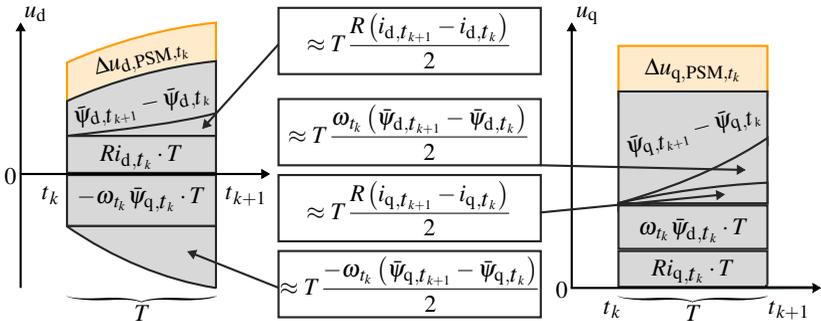


Abbildung 2.10: Spannungszeitflächen der d- und q-Achse. Im Vergleich zu Abb. 2.9 sind Oberwelleneffekte in den Spannungsfehlern $\Delta u_{d,PSM}$ und $\Delta u_{q,PSM}$ zusammengefasst. Die Momentanwerte der Flussverkettungen sind damit nicht mehr vom Rotorwinkel γ , sondern nur von den Strömen i_d und i_q abhängig.

den Einfluss der winkelabhängigen Effekte nicht korrekt. Der resultierende Modellfehler wird im Folgenden als Spannungsfehler $\Delta u_{d,PSM}$ und $\Delta u_{q,PSM}$ bezeichnet [E5, E6, E8]. Die Spannungsfehler fassen in jedem Abtastintervall alle Spannungsanteile zusammen, die durch Winkelabhängigkeiten der Flussverkettungen entstehen. Diese Aufteilung ist in Abb. 2.10 dargestellt. Im Vergleich zu Abb. 2.9 ist die gesamte Spannungs-Zeit-Fläche gleich geblieben, lediglich die Aufteilung der Spannungs-Zeit-Flächen wurde verändert. Alle Spannungsanteile des Grundwellenmaschinenmodells sind in Grau dargestellt und die im Abtastintervall im Mittel durch Oberwellen verursachten Winkelabhängigkeiten der Flussverkettungen summarisch in den Spannungsfehlern zusammengefasst. Ausgehend von (2.22) und (2.23) führt dies mit Abb. 2.10 auf:

$$\begin{aligned}
 u_{d,t_k} &= \frac{1}{2}R(i_{d,t_k} + i_{d,t_{k+1}}) + \frac{\bar{\Psi}_{d,t_{k+1}} - \bar{\Psi}_{d,t_k}}{T} \\
 &\quad - \frac{1}{2}\omega_{t_k}(\bar{\Psi}_{q,t_k} + \bar{\Psi}_{q,t_{k+1}}) + \Delta u_{d,PSM,t_k}
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

$$\begin{aligned}
 u_{q,t_k} &= \frac{1}{2}R(i_{q,t_k} + i_{q,t_{k+1}}) + \frac{\bar{\Psi}_{q,t_{k+1}} - \bar{\Psi}_{q,t_k}}{T} \\
 &\quad + \frac{1}{2}\omega_{t_k}(\bar{\Psi}_{d,t_k} + \bar{\Psi}_{d,t_{k+1}}) + \Delta u_{q,PSM,t_k}
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

Die Spannungsfehler $\Delta u_{d,PSM}$ und $\Delta u_{q,PSM}$ hängen damit von den Strömen i_d und i_q sowie vom Rotorwinkel γ ab und lassen sich mit dem in Abschnitt 3.2 beschriebenen Verfahren online während des Betriebs der Maschine identifizieren. Sie können dann, wie in Abschnitt 4.4 dargestellt, für die präzise Regelung der Maschine verwendet werden.

Mit (2.24) und (2.25) steht somit ein Gleichungssatz zur Verfügung, der in zeitdiskreten Regelstrukturen eingesetzt werden kann und das elektromagnetische Verhalten permanentmagneterregter Synchronmaschinen unter Berücksichtigung von Eisensättigung, Kreuzverkopplung und Oberwellen beschreibt. Die in Kapitel vier beschriebenen Regelverfahren bauen auf (2.24) und (2.25) auf und die elektromagnetische Modellierung ist somit abgeschlossen.

2.1.3 Mechanische Systemgleichung

Zur vollständigen Beschreibung der Maschine müssen zusätzlich das Wellenmoment M und die Wellenwinkelgeschwindigkeit Ω aus der über die Welle abgegebenen Leistung P_{mech} berechnet werden. Dabei tragen sowohl die innere

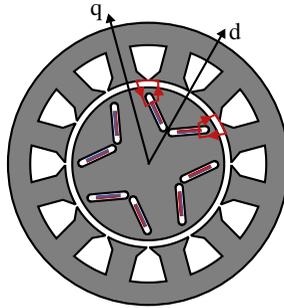


Abbildung 2.11: Rot eingezeichnete Streupfade des Magnetfelds führen zu zusätzlichen Rippelmomenten.

mechanische Leistung $P_{\text{mech},i}$ nach (2.17) und (2.18) als auch die Leistungen P_{reib} und P_{streu} aus Abb. 2.8 zur Drehmomentbildung bei. Die Leistung P_{streu} tritt aufgrund von Oberwellen auf, da sich das Streufeld des Permanentmagnetflusses des Rotors durch Rotordrehung verändert. In Abb. 2.11 sind in Rot beispielhaft zwei Streupfade des Permanentmagnetflusses eingezeichnet. Da diese nicht mit der Wicklung verkettet sind, treten sie in den elektrischen Gleichungen nicht auf, müssen aber in der mechanischen Gleichung berücksichtigt werden. Sie führen zu einer Vergrößerung des Rippelmoments. Auch der Permanentmagnetfluss, der mit der Wicklung verkettet ist, verändert sich mit dem Rotorwinkel. Dieser Anteil ist in der mechanischen Leistung $P_{\text{mech},i}$ bereits berücksichtigt, da sowohl die Flussverkettungen als auch die differentiellen Winkelabhängigkeiten von dem Rotorwinkel abhängen. Mit p als Polpaarzahl, $\omega = p \cdot \Omega$ und dem Ansatz der Energieerhaltung lässt sich das Drehmoment berechnen.

$$\begin{aligned}
 M &= \frac{P_{\text{mech},i} + P_{\text{streu}} - P_{\text{reib}}}{\Omega} \\
 &= \frac{3}{2} p \cdot \left[(\psi_d + \Lambda_q) i_q - (\psi_q - \Lambda_d) i_d \right] + M_{\text{streu}} - M_{\text{reib}} \quad (2.26)
 \end{aligned}$$

Da das Drehmoment M_{streu} nicht über die Wicklungen erfasst werden kann, ist eine messtechnische Bestimmung schwierig. Möglich sind dagegen FEM-Berechnungen, aus denen die magnetische Koenergie bestimmt werden kann. Aus dieser lässt sich dann M_{streu} ableiten [25, 34]. Dies führt zu mathematisch äquivalenten Ergebnissen im Vergleich zu (2.26). Auch die Messung des Reib-

moments M_{reib} ist schwierig, da Ummagnetisierungsverluste die übliche Bestimmung im Leerlauf verfälschen [E3]. Daher wird in der Praxis meist das Grundwellendrehmoment unter Vernachlässigung von Oberwellen und Reibung zur Schätzung des Wellendrehmoments herangezogen.

$$M \approx \frac{3}{2} p \cdot (\bar{\psi}_d i_q - \bar{\psi}_q i_d) \quad (2.27)$$

Im Zusammenspiel mit dem auf die Rotorwelle umgerechneten Lastmoment M_L und dem auf die Rotorwelle umgerechneten Trägheitsmoment des Gesamtaufbaus J_{ges} kann die Bewegungsgleichung der Maschine aufgestellt werden.

$$M - M_L = J_{\text{ges}} \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.28)$$

Als Differentialgleichung erster Ordnung kann mit (2.28) die zeitliche Entwicklung der mechanischen Größen berechnet werden. Je nach Art des mechanischen Aufbaus lassen sich Torsionsschwingungen, Getriebe, Lose oder Dämpfer durch Erweiterung der mechanischen Differentialgleichung berücksichtigen [59].

Alle für die folgenden Abhandlungen benötigten Eigenschaften der permanentmagneterregten Synchronmaschine wurden damit aus den physikalischen Gegebenheiten hergeleitet und mathematisch beschrieben.

2.1.4 Modellimplementierung

Mit den hergeleiteten Gleichungen lassen sich die elektrischen, magnetischen und mechanischen Vorgänge mit Zeitschrittsimulationen präzise berechnen. Dies geschieht einerseits, um durch Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen die Genauigkeit des hergeleiteten Modells beurteilen zu können. Andererseits wird zur Entwicklung und simulativen Erprobung der Regelverfahren ein implementiertes Motormodell benötigt.

Modelle elektrischer Maschinen werden häufig signalflussbasiert implementiert. Eine typische Entwicklungsumgebung ist *Matlab Simulink*. Dadurch wird die Kausalität der Simulation mit der Modellimplementierung festgelegt. Einem Maschinenmodell werden etwa Strangspannungen als Randbedingung vorgegeben (Ursache) und die Motorströme und das Drehmoment berechnet (Wirkung). Die Umkehrung, etwa die Simulation der Leerlaufspannung bei vorgegebener Drehzahl oder der Maschinenkurzschluss, sind ohne Änderungen der Modellimplementierung nicht möglich [E1].

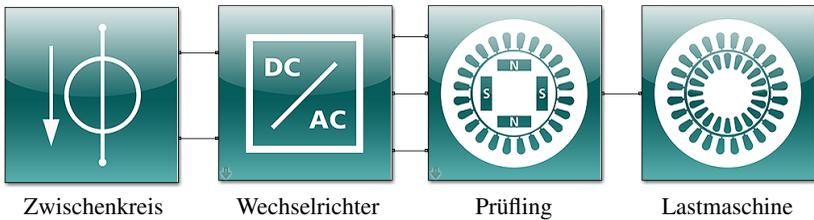


Abbildung 2.12: Implementierung des Maschinenmodells in der akasalen Simulationsumgebung *Matlab Simscape*

Dieser Nachteil wird von akasalen Modellierungsumgebungen vermieden, indem bei der Implementierung lediglich Wirkzusammenhänge über Differential- und algebraische Gleichungen vorgegeben werden. Die Festlegung von Ein- und Ausgangsgrößen und damit der Kausalität geschieht nicht bei der Modellimplementierung, sondern erst bei Festlegung der Randbedingungen zu Beginn der Simulation. Die grafische Darstellung des Modells erfolgt durch Bond-Graphen, wobei Verbindungslinien zwischen den verschiedenen Modellteilen stets ungerichtet sind und eine Spannungs- und eine Flussgröße repräsentieren [52]. Mit diesem Grundprinzip lässt sich eine Vielzahl physikalischer Domänen beschreiben. Zum Beispiel entspricht dies in der elektrischen Domäne der elektrischen Spannung und dem Strom, in der Mechanik der Drehzahl und dem Drehmoment und in der Thermodynamik der Temperatur und dem Wärmestrom. Das in der akasalen Modellierungsumgebung *Matlab Simscape* implementierte Modell der permanentmagnetterregten Synchronmaschine ist in Abb. 2.12 gezeigt. Der Block des Prüflings enthält die elektromagnetische und mechanische Systemgleichung in der Form (2.15), (2.16) und (2.27), da sich das nichtlineare Differentialgleichungssystem in dieser Form am besten in akasalen Modellierungsumgebungen numerisch lösen lässt. Bei den in Kapitel sechs gezeigten Simulationen wurden in den Gleichungen die winkelabhängigen Effekte vernachlässigt.

Die ungerichtete Verbindung zur Lastmaschine entspricht der mechanischen Welle und die drei Verbindungen zum Wechselrichter den drei elektrischen Anschlussleitungen der Maschine. Je nach gewählten Randbedingungen wird die Simulationsrichtung (von den elektrischen Klemmen zur Welle oder von der Welle zu den elektrischen Klemmen) erst bei Simulationsbeginn festgelegt. Dadurch ist das Modell flexibel einsetzbar und erlaubt beliebige Simulationen.

2.2 Wechselrichter

Die Spannungen an den Maschinenklemmen werden von einem Wechselrichter bereitgestellt. Dazu werden für permanentmagneterregte Synchronmaschinen im Niederspannungsbereich mit Leistungen von 1 kW bis 250 kW heute vorrangig Wechselrichter mit Gleichspannungszwischenkreis und zwei Spannungsstufen eingesetzt [60]. Dieser als Drehstrombrückenschaltung bezeichnete Wechselrichter stellt im Zusammenspiel mit dem Regler die Maschinenspannungen so ein, dass die Maschine den Sollgrößen folgt. Aufbau, Funktionsweise und parasitäre Effekte des Wechselrichters sind in der Literatur ausführlich beschrieben [13, 25, 28, 33, 60–62] und werden in den folgenden Abschnitten zusammengefasst. Um ein in der industriellen Praxis anwendbares Wechselrichtermodell zu erhalten, werden alle parasitären Effekte als Spannungsfehler interpretiert, der während des Betriebs des Antriebssystems identifiziert wird. Dies führt zu einem sehr einfachen Wechselrichtermodell, das alle beschriebenen Effekte berücksichtigt und zur Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine verwendet werden kann.

2.2.1 Aufbau und Funktionsweise

Der Wechselrichter wird über die + und - Klemmen, die das positive und negative Zwischenkreispotential bilden, aus einer autarken Gleichspannungsquelle oder über einen aktiven oder passiven Gleichrichter aus dem Drehstromnetz mit der Gleichspannung U_{zk} versorgt. Die Gleichspannung wird mit einem Zwischenkreiskondensator stabilisiert. Die drei Stränge der Maschine aus Abb. 2.2 werden an den drei Klemmen 1, 2, und 3 angeschlossen. Die Schaltung, die Zwischenkreis und Maschinenklemmen verbindet, ist für alle drei Stränge identisch. Sie besteht jeweils aus zwei IGBTs und zwei Dioden.

Werden die oberen IGBTs (T1, T2, T3) eingeschaltet, werden die jeweiligen Ausgangsklemmen mit dem positiven Zwischenkreispotential verbunden. Entsprechendes gilt für das negative Zwischenkreispotential, wenn die unteren IGBTs (T4, T5, T6) eingeschaltet werden. Oberer und unterer IGBT eines Strangs dürfen niemals gleichzeitig eingeschaltet werden, da dies zum Kurzschluss des Zwischenkreiskondensators führt. Sind der obere und der untere IGBT ausgeschaltet, entscheidet die Stromrichtung des Maschinenstrangs, ob die obere Diode (D1, D2, D3) oder die untere Diode (D4, D5, D6) leitet und der jeweilige Maschinenstrang damit mit dem positiven oder negativen Zwischenkreispotential verbunden ist. Durch die Schaltung kann damit jeder

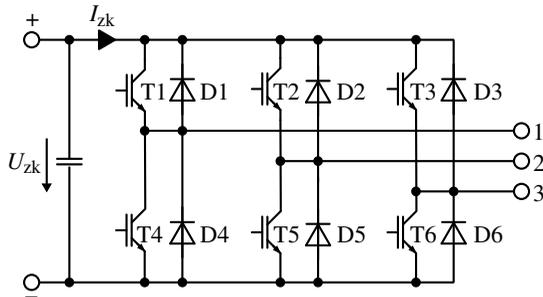


Abbildung 2.13: Ersatzschaltbild des im Gesamtsystem in Abb. 1.1 dargestellten Wechselrichters.

Maschinenstrang entweder auf positives oder negatives Zwischenkreispotential gelegt werden.

Die drei Maschinenklemmen 1, 2 und 3 können folglich jeweils zwei diskrete Spannungsstufen annehmen. Insgesamt existieren also $2^3 = 8$ verschiedene Klemmenspannungskombinationen, die an die Maschine angelegt werden können. Die acht Möglichkeiten sind in Tabelle 2.1 zusammengestellt und als Schaltzustände S1 bis S8 definiert. Mithilfe von Abb. 2.2 und den Kirchhoffschen Maschenregeln können aus den Klemmenspannungen die in Tabelle 2.1 angegebenen zugehörigen Strangspannungen der Maschine berechnet werden. Mit Gleichung (2.4) folgen dann die möglichen Spannungsraumzeiger im $\alpha\beta$ -System, die in der letzten Spalte in Tabelle 2.1 eingetragen sind. Diese können wie in Abb. 2.14 (a) graphisch dargestellt werden. Die Schaltzustände S1 bis S6 liegen auf den Ecken eines regelmäßigen Sechsecks. Da sie einen von der Zwischenkreisspannung abhängigen Spannungsraumzeiger an die Maschine anlegen, werden sie als aktive Zustände bezeichnet. Die Schaltzustände S7 und S8 legen die Spannung 0 V an die Maschine an, schließen sie also kurz, weshalb die Zustände als Freilauf bezeichnet werden.

Die Systemgleichungen der permanentmagneterregten Synchronmaschine (2.11) und (2.12) liegen im dq-System vor. Daher müssen die zu den Schaltzuständen gehörigen Spannungsraumzeiger mit Gleichung (2.7) ins dq-System transformiert werden. Dies ist beispielhaft für einen Rotorwinkel von $\gamma = 15^\circ$ in Abb. 2.14 (b) zu sehen. Im dq-System befinden sich die Schaltzustände S1 bis S6 auf den Ecken eines mit dem Rotorwinkel drehenden regelmäßigen Sechsecks, die Schaltzustände S7 und S8 werden dagegen von der dq-Transformation nicht

Nr.	Klemmen			Spannungen			Spannungen	
	1	2	3	$\frac{u_1}{U_{zk}}$	$\frac{u_2}{U_{zk}}$	$\frac{u_3}{U_{zk}}$	$\frac{u_\alpha}{U_{zk}}$	$\frac{u_\beta}{U_{zk}}$
S1	+	-	-	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	0
S2	+	+	-	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
S3	-	+	-	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
S4	-	+	+	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	0
S5	-	-	+	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
S6	+	-	+	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
S7	+	+	+	0	0	0	0	0
S8	-	-	-	0	0	0	0	0

Tabelle 2.1: Mögliche Schaltzustände des Wechselrichters aus Abb. 2.13

beeinflusst. Je nach Rotorwinkel können an die Maschine also unterschiedliche maximale d- und q-Spannungen an die Maschine angelegt werden.

Um permanentmagneterregte Synchronmaschinen zu regeln, muss die gewünschte Ausgangsspannung des Wechselrichters sehr präzise eingestellt werden. Dies wird durch die Taktung des Wechselrichters mit der Taktfrequenz

$$f_T = \frac{1}{T} \tag{2.29}$$

mit T als Dauer des Abtastintervalls erreicht. Innerhalb eines Abtastintervalls wird schnell zwischen mehreren Schaltzuständen umgeschaltet. Da elektrische Maschinen induktiv sind und damit spannungsintegrierend wirken, ergibt sich der im Mittel wirksame Spannungsraumzeiger des Abtastintervalls als der mit der Einschaltzeit der verwendeten Schaltzustände gewichtete Mittelwert der zu den Schaltzuständen gehörigen Spannungsraumzeiger. Werden beispielsweise S4, S5 und S7 bzw. S8 für jeweils ein Drittel des Abtastintervalls eingeschaltet, resultiert der mit dem blauen Kreuz markierte Spannungsraumzeiger in Abb. 2.14. Unter Vernachlässigung von Verriegelungszeiten, Mindestein- und -ausschaltzeiten, die in Abschnitt 2.2.2 näher behandelt werden, ist es durch Taktung möglich, alle Spannungsraumzeiger innerhalb des regelmäßigen Sechsecks zu erreichen. Dieser Bereich ist in Abb. 2.14 hellgrau markiert.

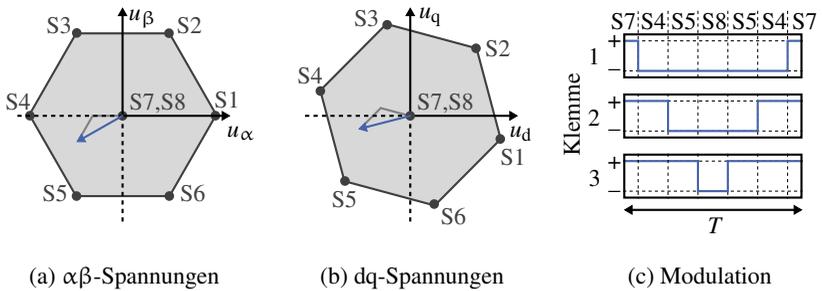


Abbildung 2.14: Spannungsebene im $\alpha\beta$ - (a) und dq-System (b) für einen Rotorwinkel von $\gamma = 15^\circ$. Der blaue Pfeil markiert beispielhaft den resultierenden Spannungsräumzeiger, wenn S4, S5 und S7 bzw. S8 für jeweils ein Drittel des Abtastintervalls eingeschaltet werden. Die Umsetzung des Spannungsräumzeigers ist für ein Abtastintervall bei Super-Sinus-Modulation in (c) gezeigt.

Ein Spannungsräumzeiger innerhalb des regelmäßigen Sechsecks kann durch verschiedene Kombinationen von Schaltzuständen erzeugt werden. Die Umschaltstrategie, mit der ein gewünschter Sollspannungsräumzeiger erzeugt wird, wird als Modulationsverfahren bezeichnet. In der Literatur sind eine Vielzahl möglicher Modulationsverfahren für Wechselrichter beschrieben [60, 61]. Eine Zusammenstellung gängiger Modulationsverfahren inklusive einer Verlustbewertung findet sich in [13]. Um den im Beispiel in Abb. 2.14 gezeigten blauen Spannungsräumzeiger für die Dauer eines Abtastintervalls an die Maschine anzulegen, entstehen bei Verwendung der Super-Sinus-Modulation die in Abb. 2.14 (c) gezeigten Pulsmuster. Jeder IGBT wird während des Abtastintervalls einmal an- und ausgeschaltet. Für die folgenden Betrachtungen ist das Modulationsverfahren allerdings nicht von grundlegender Bedeutung, da es aus Sicht des Reglers eine untergeordnete Rolle spielt mit welchen Schaltzuständen der geforderte Sollspannungsräumzeiger umgesetzt wird.

2.2.2 Parasitäre Eigenschaften

Ein Wechselrichter ist eine nichtideale Spannungsquelle, da im Betrieb der Sollspannungsräumzeiger vom Istspannungsräumzeiger abweicht. Die Differenz wird als Spannungsfehler bezeichnet. Er wird von der nicht konstanten Zwischenkreisspannung und den nichtidealen Eigenschaften der verwendeten

IGBTs und Dioden verursacht. Die Spannungsfehler des Wechselrichters führen zu Stromüberschwingungen, die sich im Gesamtsystem durch Instabilitäten der Stromregelkreise, Geräusche, Vibrationen und zusätzliche Verluste negativ auswirken. Die durch Spannungsfehler verursachten Stromüberschwingungen werden umso größer, je kleiner die Induktivitäten im maschinenseitigen Stromkreis sind. Bei hoch ausgenutzten, permanentmagneterregten Synchronmaschinen sind die Induktivitäten typischerweise sehr klein, vor allem in der d-Achse und im Sättigungsbereich des Eisens beider Achsen. Ein Verständnis der Spannungsfehler des Wechselrichters ist daher unerlässlich. In den folgenden Abschnitten werden die zugrundeliegenden physikalischen Effekte erläutert und abschließend in der Systemgleichung des Wechselrichters zusammengefasst.

Durchlassspannung

Im stationären Betrieb, wenn sich IGBTs bzw. Dioden im leitenden Zustand befinden, fällt über den Bauelementen eine Spannung ab. Diese wird als Durchlassspannung bezeichnet [61]. Bei Dioden setzt sich die Durchlassspannung $U_{F,Diode}$ aus der Diffusionsspannung des pn-Übergangs $U_{diff,Diode}$ und dem durch die Bahnwiderstände des Schichtaufbaus verursachten ohmschen Spannungsabfall $U_{ohm,Diode}$ zusammen [63].

$$U_{F,Diode} = U_{diff,Diode} + U_{ohm,Diode} \quad (2.30)$$

Bei IGBTs besteht die Durchlassspannung ebenfalls aus zwei Anteilen. Da der Steuer-MOSFET im eingeschalteten Zustand den pnp-Transistor des IGBTs nicht vollständig sättigt, entsteht eine Diffusionsspannung $U_{diff,IGBT}$ am pn-Übergang des Kollektors [64]. Zusätzlich verursachen die Bahnwiderstände des Schichtaufbaus einen ohmschen Spannungsabfall $U_{ohm,IGBT}$.

$$U_{F,IGBT} = U_{diff,IGBT} + U_{ohm,IGBT} \quad (2.31)$$

Sowohl die Durchlassspannung der Diode als auch des IGBTs hängen nicht-linear vom Strom und der Temperatur ab. Die Durchlassspannung führt somit zu einer strom- und temperaturabhängigen, nichtlinearen Verringerung der Ausgangsspannung des Wechselrichters [13, 33, 65].

Schaltverhalten

Im dynamischen Betrieb gehen IGBTs und Dioden vom leitenden in den sperrenden oder vom sperrenden in den leitenden Zustand über. Dies geschieht bei

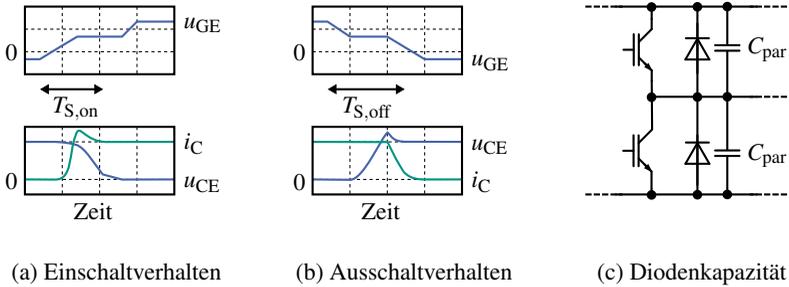


Abbildung 2.15: Nichtlineares Schaltverhalten eines IGBTs im Brückenkreis

IGBTs und Dioden nicht unmittelbar, sondern mit einem gewissen Zeitverhalten. Das Schaltverhalten eines IGBTs im Brückenkreis ist in Abb. 2.15 dargestellt. Aufgrund von Signallaufzeiten der Ansteuerelektronik und der Zeit, die zum Aufbau und Abbau der Ladungsträger im IGBT benötigt wird, tritt zwischen dem digitalen Gate-Einschaltsignal und dem tatsächlichen Übergang in den leitenden Zustand, wie in Abb. 2.15 (a) und (b) dargestellt, eine Verzögerung $T_{S,on}$ beim Einschalten und $T_{S,off}$ beim Ausschalten auf [13, 63, 64, 66, 67]. Diese verursacht einen zeitlichen Versatz von Soll- und Istspannung.

Der Strom und die Spannung gehen beim Umschaltvorgang nichtlinear von den Anfangs- in die Endwerte über. Ursache sind die durch den Schichtaufbau bedingten parasitären Kapazitäten, parasitäre Induktivitäten der Zuleitungen und externe und interne ohmsche Widerstände. Wie in Abb. 2.15 (a) gezeigt, steigt beim Einschalten der Kollektorstrom erst nach Erreichen der Schwellenspannung von u_{GE} an. Verursacht durch die Schaltkapazitäten und die Rückstromspitze der Diode, kommt es zu einem Überschwinger des Kollektorstroms. Erst danach geht die Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} zurück, wobei die Dauer des Abfalls stromabhängig ist, da beim Umschaltvorgang die parasitären Kapazitäten C_{par} von Dioden, Zuleitungen und Motorwicklungen umgeladen werden müssen [25, 68]. Die parasitären Kapazitäten sind in Abb. 2.15 (c) eingezeichnet. Aufgrund des Miller-Effekts bleibt u_{GE} während der Spannungsreduktion konstant [64].

Beim Ausschalten steigt u_{CE} erst an, wenn u_{GE} die Schwellenspannung erreicht. Während des Spannungsanstiegs von u_{CE} bleibt u_{GE} durch den Miller-Effekt konstant. Die parasitären Leitungsinduktivitäten verursachen einen Überschwinger in u_{CE} bevor i_C absinkt. Gegen Ende des Ausschaltvorgangs sinkt

i_C sehr langsam, da die Ladungsträgerpaare des Bipolartransistors nicht extern ausgeräumt werden können, sondern rekombinieren müssen. Dieses Phänomen wird daher als Tail-Strom bezeichnet [63, 64].

Der genaue Spannungsverlauf der Umschaltvorgänge hängt somit nichtlinear vom Strombetrag, der Zwischenkreisspannung und der Temperatur ab und führt zu Spannungsfehlern.

Verriegelungszeit

Oberer und unterer IGBT eines Brückenzeiges dürfen niemals gleichzeitig eingeschaltet werden, um einen Kurzschluss des Zwischenkreiskondensators zu vermeiden [13, 25, 33, 63, 65–71]. Deshalb wird das digitale Gate-Einschaltsignal gegenüber dem Gate-Ausschaltsignal um die Verriegelungszeit T_V verschoben, wie beispielsweise beim Einschalten des unteren IGBT in Abb. 2.16 (a) gezeigt ist. Dadurch wird sichergestellt, dass der obere IGBT sicher ausgeschaltet ist, bevor der untere einschaltet. Da sich, wie im vorigen Abschnitt beschrieben, das Schaltverhalten von IGBTs im Betrieb verändert, wird in der Praxis die Verriegelungszeit T_V so groß gewählt, dass selbst im ungünstigsten Fall ein Kurzschluss des Zwischenkreiskondensators verhindert wird. Während der Verriegelungszeit wird die Ausgangsspannung von der Stromrichtung des Strangstroms bestimmt. Ist dieser positiv, leitet die untere Diode, ist er negativ, leitet die obere Diode. Die Verriegelungszeit verursacht daher Spannungsfehler, die aufgrund der Dauer von T_V von wenigen Mikrosekunden den größten Anteil am gesamten Spannungsfehler des Wechselrichters bilden.

Bei kleinen Strangströmen nahe des Stromnulldurchgangs kommt es durch die Verriegelungszeit zu zusätzlichen Spannungsfehlern, da der Strom während der Verriegelungszeit null werden kann. Dieser Effekt wird als „Zero Current Clamping“ bezeichnet [68, 72]. In diesem Fall ist weder das positive noch das negative Zwischenkreispotential mit der Maschinenklemme verbunden, wodurch die Strangspannung nur durch die induzierte Spannung der Maschine bestimmt wird, was zu zusätzlichen Spannungsfehlern führt.

Mindestein- und -ausschaltzeit

Schalthandlungen während des Kommutierungsvorgangs einer zuvor ausgelösten Schalthandlung können Überspannungen und Oszillationen verursachen [D1]. Außerdem werden die digitalen Gatesignale des IGBTs mit einer Kurzimpulsunterdrückung versehen, um Fehlschaltungen zu verhindern [63]. Es müssen daher die in Abb. 2.16 (b) gezeigten Mindestein- und -ausschaltzeiten der

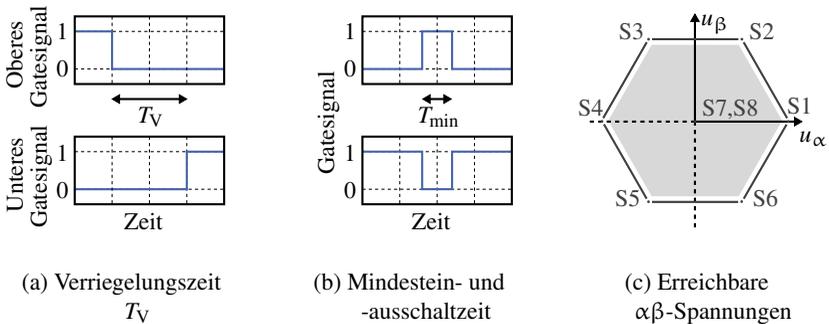


Abbildung 2.16: Bei der Ansteuerung der IGBTs müssen Verriegelungs- und Mindestein- und -ausschaltzeiten eingehalten werden. Dadurch sind nicht alle $\alpha\beta$ -Spannungen innerhalb des Sechsecks aus Abb. 2.14 (a) erreichbar.

IGBTs eingehalten werden. Deshalb ist in Abhängigkeit des Modulationsverfahrens nicht der gesamte innere Bereich des Sechsecks aus Abb. 2.14 realisierbar, was zu Abweichungen des Sollspannungsraumzeigers vom Istspannungsraumzeiger führt [13]. Dies ist beispielhaft in Abb. 2.16 (c) für Super-Sinus-Modulation und eine Verriegelungszeit und Mindestein- und -ausschaltzeit von 2,5 % des Abtastintervalls gezeigt. Spannungen in der Nähe des Sechseckrandes können vom Wechselrichter nicht an die Maschine angelegt werden.

2.2.3 Systemgleichung

Die in Abschnitt 2.2.2 beschriebenen Spannungsfehler des Wechselrichters präzise zu modellieren, ist aufgrund der starken Nichtlinearitäten und zahlreichen Abhängigkeiten sehr anspruchsvoll. Noch schwieriger ist es, die unterschiedlichen Effekte messtechnisch zu trennen und die Modellparameter genau zu bestimmen, weil sie sich während des Betriebs des Wechselrichters verändern.

Ein sehr einfaches, aber dennoch genaues Modell des Wechselrichters, das alle in Abschnitt 2.2.2 beschriebenen Effekte korrekt abbildet, ist die Modellierung als zeitdiskrete, nichtlineare Spannungsquelle. Unter Vernachlässigung der Taktung ist im Abtastintervall von t_k bis t_{k+1} der im Mittel wirksame Istspannungsraumzeiger durch u_{d,t_k} und u_{q,t_k} gegeben. Er lässt sich in den vom Regler geforderten Sollspannungsraumzeiger aus u_{d,t_k}^* und u_{q,t_k}^* und einen in jedem

Abtastintervall variierenden Spannungsfehler des Wechselrichters $\Delta u_{d,WR,t_k}$ und $\Delta u_{q,WR,t_k}$ zerlegen.

$$u_{d,t_k} = u_{d,t_k}^* + \Delta u_{d,WR,t_k} \quad (2.32)$$

$$u_{q,t_k} = u_{q,t_k}^* + \Delta u_{q,WR,t_k} \quad (2.33)$$

Die Spannungsfehler $\Delta u_{d,WR}$ und $\Delta u_{q,WR}$ hängen von den Strömen i_d und i_q , dem Rotorwinkel γ , der Kreisfrequenz ω , der Zwischenkreisspannung U_{zk} , der Bauteiltemperatur ϑ und dem Alterungszustand der Bauteile ab.

Zur korrekten Berücksichtigung der Spannungsfehler müssen $\Delta u_{d,WR}$ und $\Delta u_{q,WR}$ bekannt sein. Allerdings ist die Bestimmung aufwendig und die Verwendung von einmal identifizierten Parametern in einer Vielzahl von Serienprodukten aufgrund von Fertigungsstreuungen fragwürdig. In Abschnitt 3.2 wird stattdessen ein Identifikationsverfahren vorgestellt, das die Spannungsfehler des Wechselrichters während des Betriebs bestimmt und, wie in Abschnitt 4.4 erläutert, kompensiert.

3

Parameteridentifikation

Die in Kapitel zwei hergeleiteten Modelle können in der Praxis erst verwendet werden, wenn sie das Verhalten der permanentmagneterregten Synchronmaschine und des Wechselrichters präzise vorhersagen. Dazu müssen die Parameter der Modelle bekannt sein. In diesem Kapitel wird beschrieben, wie die Modellparameter aus Messgrößen der Maschine und des Wechselrichters berechnet werden können. Dazu werden aus der Literatur bekannte Messverfahren vorgestellt, klassifiziert und Verfahren zur Identifikation der Modellparameter diskutiert. Allgemein können zwei Fälle unterschieden werden:

- Modellparameter lassen sich mit den in Abb. 3.1 gezeigten Prüfaufbauten bestimmen. Dabei werden die Modellparameter einmalig mit dem Prüfaufbau identifiziert und nach Inbetriebnahme am Einsatzort verwendet. Dieses Verfahren wird zur Bestimmung des ohmschen Strangwiderstands, der Flussverkettungen und der differentiellen Induktivitäten eingesetzt (Abschnitt 3.1).
- Auch eine kontinuierliche Identifikation der Modellparameter während des Betriebs am Einsatzort ist möglich. Solche Verfahren werden im Folgenden als Online-Identifikation bezeichnet und zur Bestimmung der Spannungsfehler der Maschine und des Wechselrichters eingesetzt (Abschnitt 3.2).

Damit stehen am Ende des Kapitels parametrisierte Modelle von permanentmagneterregter Synchronmaschine und Wechselrichter zur Verfügung, die zur Regelung des Antriebssystems eingesetzt werden können.

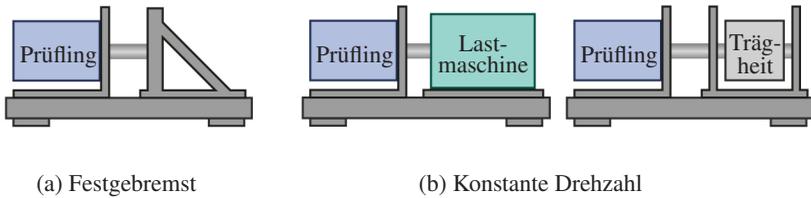


Abbildung 3.1: Prüfaufbauten zur Parameteridentifikation von permanentmagneterregten Synchronmaschinen.

In der Literatur sind zahlreiche Verfahren beschrieben, mit denen mit Prüfaufbauten die Modellparameter permanentmagneterregter Synchronmaschinen bestimmt werden können. Prinzipiell können die in Abb. 3.1 gezeigten Klassen von Aufbauten zur Parameteridentifikation unterschieden werden [E3]. Wird der Rotor wie in Abb. 3.1 (a) festgebremst, ist die Drehzahl stets null, wodurch Einflüsse der induzierten Spannung durch Rotordrehung entfallen. Durch Einprägen von Testsignalen in die Motorwicklungen lässt sich das elektromagnetische Verhalten der Maschine beobachten. Dazu kann bei angeschlossenem Sternpunkt ein Strang sinusförmig bestromt werden, während an den verbleibenden zwei Strängen die induzierten Spannungen gemessen werden [73]. Bei nicht angeschlossenem Sternpunkt ist auch die Beobachtung des Abklingens des Stroms bei Messung der Spannung möglich [74]. Im dq-System können hochfrequente Stromtestsignale kleiner Amplitude eingesetzt werden, um die differentiellen Induktivitäten zu bestimmen [75]. Alternativ kann ein Pseudo Random Binary Sequence Spannungssignal für den gleichen Zweck verwendet werden [76]. Die Flussverkettings lassen sich auch direkt bestimmen, wenn in dq-Koordinaten ein Strom konstant gehalten wird, während die Spannung der anderen Achse sprunghaft verändert wird [32]. Nachteilig bei dieser Klasse von Identifikationsverfahren ist, dass die Parametrierung nur bei einem bestimmten Rotorwinkel durchgeführt wird und die Identifikationsergebnisse so durch Oberwellen verfälscht werden.

Dies lässt sich durch die in Abb. 3.1 (b) gezeigten Identifikationsverfahren mit konstanter Drehzahl vermeiden, da Einflüsse durch Oberwellen durch Mittelwertbildung der gemessenen Größen über eine ganze Zahl mechanischer Umdrehungen beseitigt werden können [77]. Die Drehzahl wird dabei entweder von einer drehzahlgeregelten Lastmaschine dauerhaft konstant gehalten [77–79] oder die Messung so schnell durchgeführt, dass durch eine angekoppelte, hin-

reichend große Trägheit die Drehzahl während der Messung konstant ist [80, 81]. In beiden Fällen wird der Prüfling stationär auf konstante d- und q-Ströme geregelt. Dadurch ist die durch Stromänderungen verursachte induzierte Spannung gleich null und die Flussverkettungen können durch Lösen der stationären Systemgleichungen bestimmt werden. Nachteilig bei dieser Klasse von Messmethoden ist, dass Eisenverluste die Ergebnisse verfälschen. Daher wird die Parameterbestimmung häufig bei kleinen Drehzahlen durchgeführt [76, 77, 79] oder die Eisenverluste werden direkt mit identifiziert [E3, 33, 47, 48, 82, 83]. Abweichungen der identifizierten Parameter von den tatsächlichen Werten im Betrieb, die beispielsweise durch Temperatur- und Drehzahlvariation entstehen, sind klein [E3, 45]. Die Modellgenauigkeit und Auswirkungen von Parameterfehlern werden in Abschnitt 6.1 näher untersucht.

3.1 Identifikation mit drehzahlgeregeltem Prüfstand

In der vorliegenden Arbeit kommt zur Parameteridentifikation ein drehzahlgegener Prüfstand mit Lastmaschine in dem in Abb. 3.1 (b) gezeigten Aufbau zum Einsatz, da nur dieser Prüfstand die Eliminierung der Oberwelleneinflüsse bei der Parameteridentifikation ermöglicht. Beide Maschinen sind an je einen Wechselrichter angeschlossen, wobei der Prüfling strom- und die Lastmaschine drehzahlgegener ist.

Grundsätzlich lassen sich am Prüfling die drei Klemmenspannungen u_m , die drei Strangströme i_m , das Drehmoment M , der Rotorwinkel γ und die mechanische Winkelgeschwindigkeit Ω messen. Da das Modell der permanentmagneterregten Synchronmaschine im rotororientierten dq-System vorliegt, müssen die Messgrößen ins dq-System transformiert werden. Dazu muss aus dem Signal des Rotorlagegebers zunächst die Lage der d-Achse identifiziert werden. Im Anschluss können die Modellparameter der permanentmagneterregten Synchronmaschine bestimmt werden. Dies sind der ohmsche Strangwiderstand R und die stromabhängigen Flussverkettungen ψ_d und ψ_q sowie die stromabhängigen differentiellen Induktivitäten L_{dd} , L_{dq} , L_{qd} und L_{qq} . Winkelabhängige Effekte durch Oberwellen werden, wie in Abschnitt 2.1.2 erläutert, nicht durch dreidimensionale Flussverkettungen berücksichtigt, sondern als Modellfehler interpretiert und damit, wie in Abschnitt 3.2 beschrieben, als Spannungsfehler Δu_d und Δu_q identifiziert. Folglich werden bei der Identifikation der Flussverkettungen und differentiellen Induktivitäten Oberwelleneinflüsse durch Mittelung

über eine ganze Anzahl mechanischer Perioden entfernt [E3, 77]. Zur besseren Lesbarkeit wird auf den Querstrich über den Variablen verzichtet, der die Mittelung über den Rotorwinkel anzeigt, da alle Flussverketungen und differentiellen Induktivitäten im Folgenden stets ausschließlich stromabhängig definiert sind.

Messverfahren

Das elektromagnetische Verhalten lässt sich mit einem drehzahlgeregelten Prüfstand Arbeitspunkt für Arbeitspunkt im gesamten Betriebsbereich beobachten, wenn bei konstanter Drehzahl konstante d- und q-Ströme (i_d, i_q) eingepreßt werden [E3, 13, 33, 47, 48, 76–79, 82, 83]. Die Drehzahl, bei der die Messung durchgeführt wird, muss mit Bedacht gewählt werden. Sie muss groß genug sein, damit die durch Rotordrehung induzierten Spannungen gut gemessen werden können, aber nicht zu groß, sodass Verfälschungen durch Eisenverluste hinreichend klein sind. Da sowohl der ohmsche Strangwiderstand als auch die Permanentmagnetflussverketung temperaturabhängig sind, ist es wichtig, dass der Prüfling während der gesamten Messung bei näherungsweise konstanter Temperatur thermodynamisch quasistationär betrieben wird.

Daher wird die Messung nach folgendem Ablauf durchgeführt: Um die rotororientierte Transformation der Messwerte zu ermöglichen, wird zunächst, wie in Abschnitt 3.1.1 im Detail ausgeführt, die präzise Lage der d-Achse aus dem Signal des Rotorlagegebers bestimmt. Im Anschluss wird die Maschine für mehrere Stunden vorgeheizt, bis bei der Solltemperatur das thermische Quasi-Gleichgewicht erreicht ist. Dann wird für jeden Arbeitspunkt, der durch die Sollströme i_d^* und i_q^* und die Sollwinkelgeschwindigkeit Ω^* gegeben ist, der in Abb. 3.2 gezeigte Ablauf wiederholt:

- Zu Beginn wird eine Heiz- bzw. Kühlphase eingefügt, die die Maschine wieder in das thermische Quasi-Gleichgewicht zurückführt, wenn sie durch die Messung zu warm oder kalt geworden ist.
- Im Anschluss wird der Maschinensatz abgebremst und die ohmschen Klemmenwiderstände gemessen. Damit wird nachgewiesen, dass sich die Statorwicklung im gewünschten thermodynamischen Zustand befindet.
- Der Maschinensatz wird auf die Sollwinkelgeschwindigkeit Ω^* beschleunigt, die Sollströme i_d^* und i_q^* werden eingepreßt und alle Messgrößen über einen gewissen Zeitbereich erfasst. Dies sind die Statorspannungen und -ströme, das Drehmoment, der Rotorwinkel und die Winkelgeschwindigkeit.

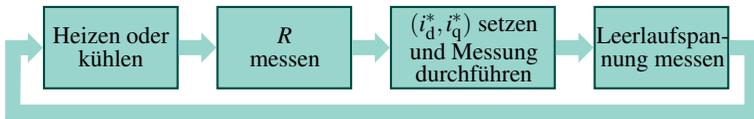


Abbildung 3.2: Messablauf zur Identifikation des Strangwiderstands und der Flussverkettungen mit drehzahlgeregeltem Prüfstand

- Um nachzuweisen, dass auch der Rotor die gewünschte Temperatur besitzt, wird im Anschluss die Leerlaufspannung gemessen.

Durch dieses Vorgehen können ungültige Messungen durch Erwärmung oder Abkühlung der Maschine zuverlässig erkannt, gelöscht und wiederholt werden. Aus den gemessenen Größen jedes Arbeitspunkts können dann die Modellparameter berechnet werden. Dies wird für den ohmschen Strangwiderstand in Abschnitt 3.1.2, die Flussverkettungen in Abschnitt 3.1.3 und die differentiellen Induktivitäten in Abschnitt 3.1.4 ausführlich beschrieben.

3.1.1 Abgleich des Rotorlagegebers

Um permanentmagneterregte Synchronmaschinen betreiben zu können, ist eine präzise Ausrichtung der aus dem Signal des Rotorlagegebers bestimmten Lage der d-Achse an die Permanentmagnetflussverkettung nötig. Der Abgleich erfolgt während der Fertigung oder bei der Erstinbetriebnahme. In der Serienproduktion von Servomotoren wird dazu ein stehender Statorstromraumzeiger bekannter Position in die Motorwicklungen eingepreßt. Der Rotor richtet sich am resultierenden Magnetfeld aus, sodass die Richtung des Statorstromraumzeigers und der Permanentmagnetflussverkettung identisch sind, wodurch die Lage der d-Achse bestimmt ist. Das Verfahren wird allerdings durch Haftreibung und Oberwelleneffekte verfälscht, was zu Fehlorientierungen des elektrischen Rotorwinkels von bis zu $\pm 2,5^\circ$ führen kann. Da schon zur präzisen Regelung der sechsfachen Oberschwingung der rotororientierten Ströme der elektrische Rotorwinkel mit einer Genauigkeit von rund 1° bekannt sein muss [25], ist das Abgleichverfahren für die in dieser Arbeit eingesetzten Regelverfahren zu ungenau. Weiterhin ist es bei Maschinen mit magnetisch anisotropem Rotor ohnehin nicht anwendbar, da sich bei Bestromung mit stehendem Statorstromraumzeiger die Magnete aufgrund des Reluktanzmoments nicht vollständig am Statorstromraumzeiger ausrichten.

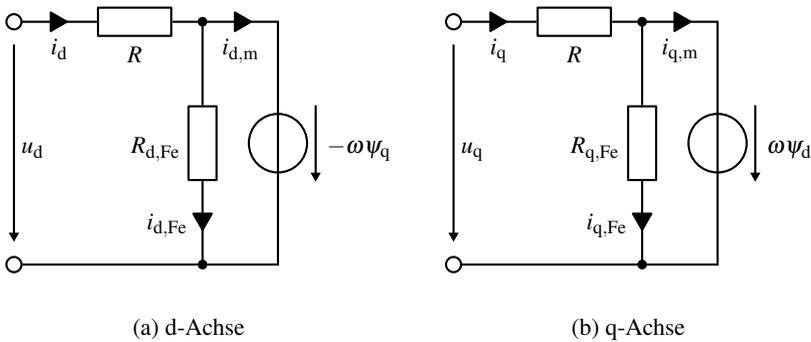


Abbildung 3.3: Stationäres, elektromagnetisches Ersatzschaltbild der permanentmagnet-erregten Synchronmaschine unter Berücksichtigung von Eisenverlusten

Daher wird der Abgleich stattdessen im Leerlauf bei konstanter Drehzahl durchgeführt, wobei alle Strangströme aufgrund der offenen Klemmen null sind. Wie in (2.11) und (2.12) erkennbar, ist dann u_d gleich null und es tritt nur aufgrund der in ψ_d enthaltenen Permanentmagnetflussverkettung eine drehzahlproportionale induzierte Spannung in der q-Achse auf. Der Abgleich kann auf die induzierte Spannung erfolgen, entweder in Stranggrößen [79, 84] oder rotororientiert auf $u_d = 0$.

Allerdings treten durch die Drehung des permanentmagnet-erregten Rotors Eisenverluste auf, die den Abgleich verfälschen und zu signifikanten Fehlorientierungen führen, vor allem wenn der Abgleich bei höheren Drehzahlen durchgeführt wird. Werden die Grundschwingungseisenverluste berücksichtigt, ergibt sich das in Abb. 3.3 gezeigte stationäre Ersatzschaltbild [E3, 33]. Im Unterschied zu Abb. 2.4 fehlen in Abb. 3.3 die dynamischen Spannungsanteile $d\psi_d/dt$ und $d\psi_q/dt$, da die Maschine stationär betrieben wird. Weiterhin sind parallel zur rotorisch induzierten Spannung die ohmschen Eisenverlustwiderstände $R_{d,Fe}$ und $R_{q,Fe}$ eingefügt. Sowohl i_d als auch i_q sind im Leerlauf bei offenen Klemmen null. Die induzierte Spannung $\omega\psi_d$ kann in der q-Achse gemessen werden und verursacht dort den Eisenverluststrom $i_{q,Fe}$, der vom Magnetisierungsstrom $i_{q,m}$ gedeckt wird. Dieser führt zu einer Flussverkettung ψ_q und so zu einer induzierten Spannung in der d-Achse $-\omega\psi_q$. Der Abgleich auf $u_d = 0$ bei positiver Drehzahl, wie in Abb. 3.4 durch den blauen Spannungsraumzeiger und das graue, mit $u_{d,fehl}$ und $u_{q,fehl}$ bezeichnete Koordinatenkreuz gezeigt,

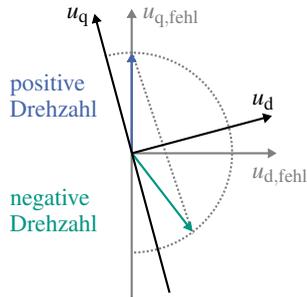


Abbildung 3.4: Abgleich des Rotorlagegebers unter Berücksichtigung von Eisenverlusten. In der Spannungsebene ist die Fehlorientierung auf $u_d = 0$ mit einem grauen und der korrekte Abgleich mit einem schwarzen Koordinatensystem dargestellt.

ist daher fehlerhaft. Der Spannungsraumzeiger bei Drehzahlumkehr ist in Grün dargestellt und kann zum Nachweis der Fehlorientierung benutzt werden: Aufgrund von Eisenverlusten sinkt im grauen Koordinatensystem die d-Spannung ab während die q-Spannung ansteigt. Der Betrag des Spannungsraumzeigers bleibt dagegen konstant.

Zum korrekten Abgleich des Rotorlagegebers müssen die Eisenverluste berücksichtigt und folgendes Vorgehen befolgt werden [E3]: Die induzierten Spannungen der d-Achse und q-Achse werden wiederholt für gleich große, positive und negative Drehzahlen aufgenommen. Die Lage der d-Achse wird so lange variiert bis sich die in Abb. 3.4 mit dem schwarzen Koordinatensystem gezeigten Verhältnisse einstellen. Bei korrektem Abgleich ändert sich bei Drehzahlumkehr das Vorzeichen von u_q , während u_d konstant bleibt. Der Abgleich sollte wiederholt bei verschiedenen Drehzahlen überprüft werden, um die korrekte Lage der d-Achse im gesamten Drehzahlbereich zu bestätigen. Durch dieses Verfahren wird die Lage der d-Achse im Rahmen der Genauigkeit des Gebers bestimmt. Wie in Abschnitt 5.4 näher ausgeführt, entspricht dies beim verwendeten Prüfling einer maximalen Fehlorientierung von kleiner als $0,27^\circ$ elektrisch.

3.1.2 Ohmscher Strangwiderstand

Am einfachsten lässt sich der ohmsche Strangwiderstand im Stillstand der Maschine bei Drehzahl null messen. Dazu wird ein Widerstandsmessgerät an zwei

der drei Maschinenklemmen angeschlossen. Durch Einprägen eines Gleichstroms und Messung der Klemmenspannung kann so der Gleichstromwiderstand von Klemme zu Klemme bestimmt werden. Wiederholung für alle drei Klemmenkombinationen ergibt die Klemmenwiderstände R_{12} , R_{23} und R_{31} . Da der Widerstand von Klemme zu Klemme immer der Summe der zugehörigen zwei Strangwiderstände entspricht, folgt:

$$R_1 = \frac{R_{12} + R_{31} - R_{23}}{2} \quad (3.1)$$

$$R_2 = \frac{R_{12} + R_{23} - R_{31}}{2} \quad (3.2)$$

$$R_3 = \frac{R_{23} + R_{31} - R_{12}}{2} \quad (3.3)$$

Bei einer symmetrischen Maschine sind die Werte in sehr guter Näherung identisch, es ist also $R \approx R_1 \approx R_2 \approx R_3$.

3.1.3 Flussverkettungen

Die Identifikation der Flussverkettungen findet im stationären Betrieb bei konstanter Drehzahl statt [E3, 13, 33, 47, 48, 76–79, 82, 83]. In diesem Fall sind die Ableitungen $d\psi_d/dt$ und $d\psi_q/dt$ in (2.11) und (2.12) null und die Gleichungen lassen sich nach den Flussverkettungen auflösen.

$$\psi_d = \frac{u_q - R \cdot i_q}{\omega} \quad (3.4)$$

$$\psi_q = -\frac{u_d - R \cdot i_d}{\omega} \quad (3.5)$$

Der Strangwiderstand R ist aus der in Abschnitt 3.1.2 beschriebenen Berechnung bekannt. Sowohl die Spannungen u_d und u_q , die Ströme i_d und i_q als auch die Drehzahl, die sich in die elektrische Kreisfrequenz ω umrechnen lässt, werden gemessen. Die Grundschwingungsanteile der gemessenen Spannungen und Ströme sind aufgrund des stationären Betriebs zeitlich konstant. Die Messwerte können daher über eine ganze Anzahl mechanischer Umdrehungen gemittelt werden, um den Einfluss von Oberwellen zu eliminieren und das Messrauschen zu reduzieren. Durch Wiederholung der Messungen in unterschiedlichen Arbeitspunkten (i_d, i_q) können die Flussverkettungen im gesamten Betriebsbe-

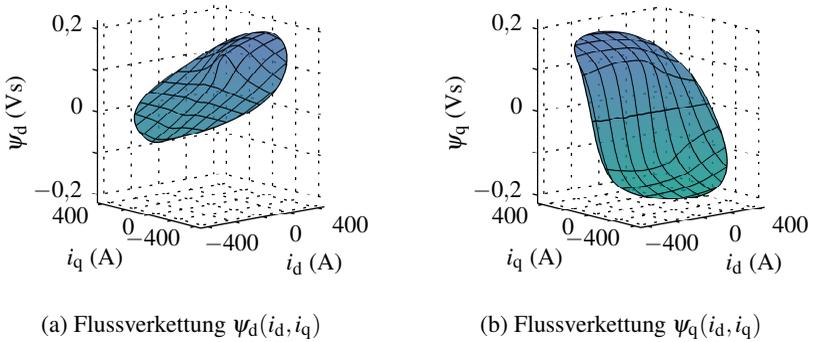


Abbildung 3.5: Flussverkettungsfunktion des Prüfflings mit einer Maximalleistung von 97 kW aus Abschnitt 5.1. Die Einflüsse von Eisensättigung und Kreuzverkopplung sind deutlich erkennbar.

reich bestimmt werden. Auf diese Art lässt sich die Flussverkettungsfunktion f_ψ bestimmen.

$$f_\psi: \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^2, (i_d, i_q) \mapsto (\psi_d, \psi_q) \quad (3.6)$$

Sie besteht aus den zwei Komponenten $f_\psi := (f_{\psi_d}, f_{\psi_q})$, die beide nichtlineare zweidimensionale Funktionen sind. Für den in Abschnitt 5.1 beschriebenen Prüffling der Maximalleistung von 97 kW ist f_{ψ_d} in Abb. 3.5 (a) und f_{ψ_q} in (b) abgebildet. Im Folgenden werden das gemessene ψ_d - und ψ_q -Kennfeld im Detail diskutiert.

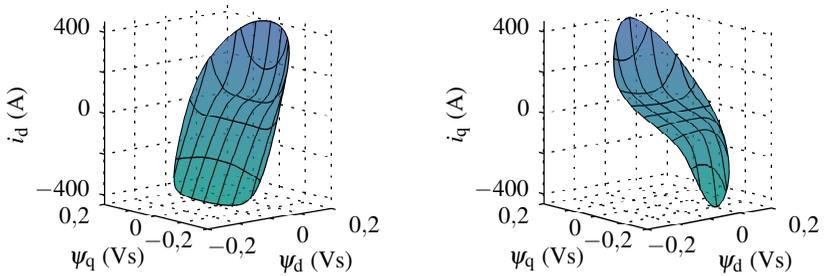
Die Permanentmagnete bewirken im in Abb. 3.5 (a) abgebildeten ψ_d -Kennfeld zweierlei:

- Der von den Permanentmagneten erzeugte Fluss führt zu einer Vormagnetisierung der d-Achse. Dadurch werden die $\psi_d = 0$ Punkte zu negativen d-Strömen hin verschoben.
- Die Permanentmagnete besitzen eine ähnliche magnetische Permeabilität wie Luft. Dadurch ist in der d-Achse im Vergleich zu q-Achse der magnetische Widerstand stets größer bzw. die differentielle Induktivität kleiner, was das ψ_d -Kennfeld in d-Richtung schert. Die Steigung des ψ_d -Kennfelds in d-Richtung ist dadurch kleiner als die Steigung des ψ_q -Kennfelds in q-Richtung.

Bei kleinen positiven d-Strömen ist in d-Richtung ein steiler Anstieg des ψ_d -Kennfelds erkennbar. Dieser wird vom Streufluss der im Rotor vergrabenen Permanentmagnete verursacht. Der Flussanteil der Permanentmagnete, der im stromlosen Zustand über Brücken des Rotoreisens gestreut ist, wird durch positive d-Ströme zusätzlich mit der Wicklung verkettet, was zu dem stärkeren Anstieg von ψ_d führt. In Abb. 3.5 (a) ist erkennbar, dass das ψ_d -Kennfeld in q-Richtung näherungsweise spiegelsymmetrisch zur ($i_q = 0$)-Ebene ist. Bei q-Strömen ungleich null steigt ψ_d in q-Richtung bei negativen d-Strömen an und fällt bei positiven d-Strömen ab. Ursache ist die in Abschnitt 2.1.2 beschriebene Kreuzverkopplung. Betragsmäßig größere q-Ströme führen durch Vorsättigung des Statorjochs zu einer Erhöhung des magnetischen Widerstands der d-Achse, weshalb die Wirkung von i_d auf ψ_d geringer ausfällt.

Das in Abb. 3.5 (b) abgebildete ψ_q -Kennfeld ist in q-Richtung aufgrund der Eisensättigung stark nichtlinear. Die erreichte Sättigungsflussdichte des ψ_q -Kennfelds ist dabei identisch mit der Sättigungsflussdichte des ψ_d -Kennfelds, da der Fluss der d- und q-Achse im gleichen Eisen geführt wird. Auch das ψ_q -Kennfeld verändert sich in d-Richtung aufgrund der Kreuzverkopplung signifikant: Positive d-Ströme sättigen den Magnetkreis der q-Achse zusätzlich, erhöhen so den magnetischen Widerstand der q-Achse und verringern ψ_q . Negative d-Ströme reduzieren den Betrag von ψ_d , da sie entgegen der Permanentmagnetflussverkettung wirken. Dadurch wird auch der Magnetkreis der q-Achse entmagnetisiert und der magnetische Widerstand kleiner, weshalb ψ_q mit kleinen negativen d-Strömen zunächst ansteigt. Stark negative d-Ströme führen dagegen zu einer Sättigung des Magnetkreises der q-Achse, weil ψ_d , wie in Abb. 3.5 (a) zu sehen, negativ wird und daher betragsmäßig wieder ansteigt. Dies erhöht den magnetischen Widerstand der q-Achse und führt so zu einer Verringerung von ψ_q .

Das ψ_q -Kennfeld ist näherungsweise achsensymmetrisch zur ($i_q = 0$)-Achse, da in der q-Achse keine Magnete liegen und der Magnetkreis damit in positive und negative q-Richtung symmetrisch ist. Bei genauerer Analyse fällt allerdings eine systematische Abweichung der $|\psi_q|$ -Werte von positivem q-Strom im Motorbetrieb und negativem q-Strom im Generatorbetrieb auf. Der Unterschied ist klein und daher in der Abbildung nicht erkennbar. Verantwortlich sind Eisenverluste, die ψ_q bei positiven q-Strömen im Motorbetrieb verkleinern bzw. bei negativen q-Strömen im Generatorbetrieb vergrößern. Eine Mittelwertbildung zwischen den Flussverkettungen von Generator- und Motorbetrieb wie in [E3, 13, 33] vorgeschlagen, führt zwar auf symmetrische Kennfelder, sollte aber nicht durchgeführt werden, wenn die Flussverkettungen zur Regelung der Maschine verwendet werden. Für die Regelung ist die im Betrieb erforderliche Klemmen-


 (a) Inverse Flussverkettung $i_d(\psi_d, \psi_q)$

 (b) Inverse Flussverkettung $i_q(\psi_d, \psi_q)$

Abbildung 3.6: Inverse Flussverkettungsfunktion des Prüflings aus Abschnitt 5.1.

spannung relevant, die durch die unsymmetrischen Kennfelder aus Abb. 3.5 korrekt vorhergesagt wird. Durch die Mittelwertbildung der Flussverkettungen ist die berechnete Klemmenspannung sowohl im Motor- als auch im Generatorbetrieb nicht korrekt und der entstehende Fehler muss vom I-Anteil des Reglers korrigiert werden.

Für die in Abschnitt 4.2 beschriebenen Regelverfahren wird neben f_ψ auch die Umkehrfunktion f_ψ^{-1} benötigt.

$$f_\psi^{-1} : \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^2, (\psi_d, \psi_q) \mapsto (i_d, i_q) \quad (3.7)$$

Dass diese Umkehrfunktion stets existiert, lässt sich mit Hilfe der Jacobi-Determinante zeigen. Eindimensionale Funktionen sind invertierbar, wenn sie streng monoton sind, die erste Ableitung im betrachteten Intervall also stets entweder größer oder kleiner als null ist. Für mehrdimensionale Funktionen lässt sich dies zur Forderung verallgemeinern, dass die Jacobi-Determinante in der betrachteten Fläche größer als null sein muss [85]:

$$\underbrace{\frac{\partial f_{\psi_d}}{\partial i_d} \cdot \frac{\partial f_{\psi_q}}{\partial i_q}}_{(a)} - \underbrace{\frac{\partial f_{\psi_d}}{\partial i_q} \cdot \frac{\partial f_{\psi_q}}{\partial i_d}}_{(b)} > 0 \quad (3.8)$$

In (3.8) besteht der Minuend (a) aus dem Produkt der partiellen Ableitungen der Selbstinduktion, der Subtrahend (b) aus dem Produkt der partiellen Ableitungen

gen der Kreuzverkopplung. Die partiellen Ableitungen der Selbstinduktion sind immer größer als null, was direkt aus dem Durchflutungsgesetz folgt [86]. Die partiellen Ableitungen der Kreuzverkopplung sind stromabhängig größer oder kleiner als null. Allerdings kann in realen Systemen mit Streuung der Effekt der Kreuzverkopplung niemals größer als der Effekt der Selbstinduktion sein, da die Selbstinduktion aufgrund des Gaußschen Gesetzes für Magnetfelder [86] immer größer als die Kreuzverkopplung ist. Damit ist das Produkt der partiellen Ableitungen der Kreuzverkopplung immer kleiner als das Produkt der partiellen Ableitungen der Selbstinduktion und die Jacobi-Determinante immer größer als null. Folglich ist die Flussverkettungsfunktion f_ψ für alle permanentmagnet-erregten Synchronmaschinen invertierbar.

Die Inversion der Flussverkettungsfunktion f_ψ lässt sich numerisch durchführen. Für die in Abschnitt 5.1 behandelte Maschine ist die inverse Flussverkettungsfunktion in Abb. 3.6 abgebildet. Auch sie besteht aus zwei Komponenten $f_\psi^{-1} := (f_{i_d}, f_{i_q})$, die jeweils nichtlineare zweidimensionale Funktionen sind.

Die nichtlinearen Funktionen f_ψ und f_ψ^{-1} können in der Praxis entweder durch analytische Funktionen angenähert oder in Kennfeldtabellen abgelegt werden. Wie in Abschnitt 5.3 erläutert, werden in der vorliegenden Arbeit Kennfeldtabellen verwendet, die im Speicherbereich des digitalen Signalprozessors (DSP) abgelegt sind.

3.1.4 Differentielle Induktivitäten

Die stromabhängigen, differentiellen Induktivitäten können mit (2.13) und (2.14) direkt als partielle Ableitungen der Flussverkettungsfunktion f_ψ berechnet werden. Da f_ψ allerdings nicht als analytische Funktion, sondern als Kennfeld vorliegt, werden die partiellen Ableitungen durch den Differenzenquotienten angenähert.

$$L_{dd} = \frac{\partial f_{\psi_d}}{\partial i_d} \approx \frac{\Delta \psi_d}{\Delta i_d} \quad (3.9)$$

$$L_{dq} = \frac{\partial f_{\psi_d}}{\partial i_q} \approx \frac{\Delta \psi_d}{\Delta i_q} \quad (3.10)$$

$$L_{qd} = \frac{\partial f_{\psi_q}}{\partial i_d} \approx \frac{\Delta \psi_q}{\Delta i_d} \quad (3.11)$$

$$L_{qq} = \frac{\partial f_{\psi_q}}{\partial i_q} \approx \frac{\Delta \psi_q}{\Delta i_q} \quad (3.12)$$

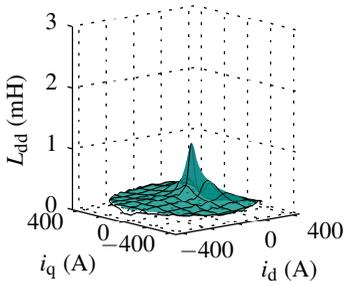
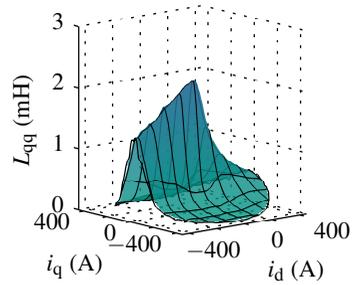
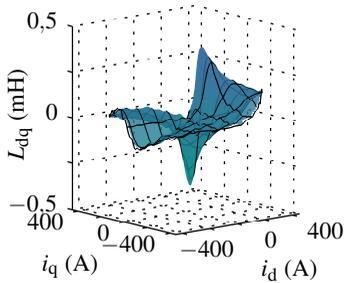
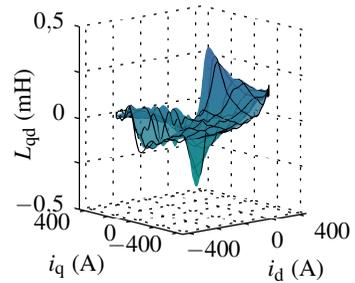
(a) Induktivität $L_{dd}(i_d, i_q)$ (b) Induktivität $L_{qq}(i_d, i_q)$ (c) Induktivität $L_{dq}(i_d, i_q)$ (d) Induktivität $L_{qd}(i_d, i_q)$

Abbildung 3.7: Differentielle Induktivitäten des Prüflings aus Abschnitt 5.1.

Die so bestimmten Kennfelder der vier differentiellen Induktivitäten sind in Abb. 3.7 gezeigt. Der Einfluss des Messrauschens in den Kennfeldern ist klein, da die Flussverkettungen und somit auch die differentiellen Induktivitäten, wie in Abschnitt 3.1.3 beschrieben, durch Mittelung über eine große Anzahl an Messwerte bestimmt werden können. Da die Magnete in der d-Achse liegen, ist dort der magnetische Widerstand deutlich größer als in der q-Achse, weshalb L_{dd} kleiner als L_{qq} ist. Lediglich im Sättigungsbereich bei großen q-Strömen nehmen beide differentiellen Induktivitäten ähnliche Werte an. Unter idealen Bedingungen sollten die Kennfelder von L_{dq} und L_{qd} identisch sein. Dies ist der Fall, da der Effekt der Kreuzverkopplung symmetrisch ist, weil der Anteil des

Flusses der die d - mit der q -Ersatzspule verkoppelt gleichzeitig immer auch der ist, der die q - mit der d -Ersatzspule verkoppelt. Die in Abb. 3.7 (c) und (d) erkennbaren Abweichungen sind klein und können durch Berechnungsfehler bei der Näherung der partiellen Ableitung mit dem Differenzenquotienten erklärt werden.

Durch das in den letzten vier Abschnitten beschriebene Vorgehen können somit die Lage der d -Achse, die Strangwiderstände, die Flussverkettungen und die differentiellen Induktivitäten aus stationären Messungen an einem drehzahlge-regelten Prüfstand genau bestimmt werden.

3.2 Online-Identifikation

Bei der Online-Identifikation erfolgt die Bestimmung der Modellparameter während des Betriebs am Einsatzort des Antriebssystems. Für permanentmagneteregte Synchronmaschinen werden Online-Identifikationsverfahren vor allem für zwei Aufgaben eingesetzt: Einerseits werden die Flussverkettungen mit Beobachterstrukturen online identifiziert [87, 88]. Andererseits lässt sich der Rotorwinkel und die Drehzahl mit geeigneten Verfahren im Betrieb aus den elektrischen Größen schätzen, sodass auf einen Rotorlagegeber verzichtet werden kann [89].

In der vorliegenden Arbeit werden der ohmsche Strangwiderstand und die Flussverkettung vorab bestimmt und der Rotorwinkel mit einem Geber gemessen. Nur die Spannungsfehler der Maschine und des Wechselrichters werden online identifiziert. Da derartige Online-Identifikationsverfahren allerdings immer eng mit Regelverfahren verknüpft sind, wird die zugehörige Literatur erst bei der Beschreibung der Regelverfahren in Abschnitt 4.4 eingeordnet und vorgestellt.

3.2.1 Spannungsfehler

Im Folgenden wird ein Online-Identifikationsverfahren beschrieben, mit dem die Summe der in den Abschnitten 2.1.2 und 2.2.3 als Modellfehler eingeführten Spannungsfehler in jedem Abtastintervall bestimmt werden kann. Werden die Spannungsfehler bei der Regelung der Maschine vernachlässigt, ist die Regelqualität im stationären Betrieb nicht zufriedenstellend, da der Stromregler die rotororientierten Maschinenströme nicht konstant halten kann. Ursache ist, dass sich die Ströme von Abtastintervall zu Abtastintervall aufgrund der variablen Spannungsfehler verändern. Der Stromregler reagiert auf die entstehende Re-

gelabweichung, was zu oszillierendem Verhalten und einer Erhöhung der Strom-
 überschwingung führt.

Um dieses Problem zu vermeiden, müssen die Spannungsfehler im Regler-
 entwurf berücksichtigt werden. Dies ist eine herausfordernde Aufgabe, da die
 Spannungsfehler von nahezu allen Wechselrichter- und Maschinengrößen ab-
 hängen. Sie verändern sich mit den Strömen i_d und i_q , dem Rotorwinkel γ , der
 Winkelgeschwindigkeit Ω , der Zwischenkreisspannung U_{zk} und den Parametern
 von IGBT und Diode, die beide von der Temperatur und dem Alterungszustand
 der Bauelemente abhängen. Wie in Abschnitt 4.4 beschrieben, kommt deshalb
 ein neuartiger Regler zum Einsatz, der auf den Ansätzen der Repetitive Control
 basiert. Dieser beherrscht die komplexen Abhängigkeiten der Spannungsfehler,
 erzielt ein hochdynamisches Reglerverhalten und stellt die Stabilität im gesamt-
 en Betriebsbereich sicher. Dazu müssen die Spannungsfehler allerdings schnell
 und präzise identifiziert werden.

Als Ansatz dient die Tatsache, dass sich die Spannungsfehler als Modellfehler
 direkt aus den Modellgleichungen berechnen lassen. Da die Ausgangsspannung
 des Wechselrichters der Klemmenspannung der Maschine entspricht, können
 die Gleichungen (2.24) und (2.32) sowie (2.25) und (2.33) gleichgesetzt und
 nach den Spannungsfehlern aufgelöst werden.

$$\begin{aligned}
 \Delta u_{d,t_k} &= \Delta u_{d,PSM,t_k} + \Delta u_{d,WR,t_k} \\
 &= u_{d,t_k}^* - \left(\frac{1}{2}R (i_{d,t_k} + i_{d,t_{k+1}}) + \frac{\psi_{d,t_{k+1}} - \psi_{d,t_k}}{T} \right. \\
 &\quad \left. - \frac{1}{2}\omega (\psi_{q,t_k} + \psi_{q,t_{k+1}}) \right) \tag{3.13}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \Delta u_{q,t_k} &= \Delta u_{q,PSM,t_k} + \Delta u_{q,WR,t_k} \\
 &= u_{q,t_k}^* - \left(\frac{1}{2}R (i_{q,t_k} + i_{q,t_{k+1}}) + \frac{\psi_{q,t_{k+1}} - \psi_{q,t_k}}{T} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{2}\omega (\psi_{d,t_k} + \psi_{d,t_{k+1}}) \right) \tag{3.14}
 \end{aligned}$$

Mit (3.13) und (3.14) kann im Abtastintervall von t_k bis t_{k+1} der gesamte Span-
 nungsfehler beider Achsen berechnet werden, da alle zur Berechnung benötigten
 Größen bekannt sind. Die elektrische Kreisfrequenz ω und die Ströme i_{y,t_k} und
 $i_{y,t_{k+1}}$ mit $y \in \{d, q\}$ werden direkt gemessen und die zugehörigen Flussverket-
 tungen ψ_{y,t_k} und $\psi_{y,t_{k+1}}$ mit der in Abb. 3.5 dargestellten Flussverketzungsfunk-

tion f_ψ bestimmt. Die Reglersollspannung u_{y,t_k}^* wurde vom Regler selbst berechnet und der ohmsche Strangwiderstand R und die Dauer des Abtastintervalls T sind als Konstanten bekannt. Parameterfehler des ohmschen Strangwiderstands R und der Flussverkettungsfunktion f_ψ , wie sie im Betrieb beispielsweise durch Temperaturvariation auftreten, werden als Spannungsfehler interpretiert. Da das in Abschnitt 4.4 vorgestellte Regelverfahren die Einflüsse von Spannungsfehlern kompensiert, werden die Auswirkungen von Parameterfehlern des Modells automatisch korrigiert.

Der gesamte Spannungsfehler $(\Delta u_d, \Delta u_q)$ lässt sich mit (3.13) und (3.14) nicht in die Anteile der Maschine $(\Delta u_{d,PSM}, \Delta u_{q,PSM})$ und des Wechselrichters $(\Delta u_{d,WR}, \Delta u_{q,WR})$ auftrennen. Dies ist in der Regelung auch nicht erforderlich, da während des Betriebs egal ist, ob ein Spannungsfehler vom Wechselrichter oder der Maschine verursacht wurde.

4

Regelung

Die in Kapitel zwei beschriebenen Modelle können mit den in Kapitel drei behandelten Identifikationsverfahren parametrisiert werden. Dadurch stehen präzise Modelle der permanentmagneterregten Synchronmaschine und des Wechselrichters zur Verfügung. Diese werden im Folgenden zur Regelung des Antriebssystems verwendet.

Wie in Abb. 1.1 gezeigt, kommen dazu ausschließlich rotororientierte, prädiktive Verfahren im dq-System mit konstanter Taktfrequenz und Modulator zum Einsatz, die sich in Tabelle 1.2 in die blau markierten Zellen eingruppiieren lassen. Der Fokus liegt auf der Berücksichtigung der in Kapitel zwei beschriebenen Nichtlinearitäten und Spannungsfehler direkt im Regelverfahren. Der ohmsche Strangwiderstand R und die Flussverkettungsfunktionen f_ψ und f_ψ^{-1} der Grundwelle werden als bekannt vorausgesetzt, damit der Regler das elektromagnetische Verhalten der Maschine präzisieren kann. Die Regelung erfolgt stets bis zur physikalischen Systemgrenze des Wechselrichters und der Maschine, um maximale Dynamik und ein optimales Regelergebnis in allen Betriebspunkten zu erreichen.

In diesem Kapitel wird zunächst die zugrundeliegende Reglerstruktur in Abschnitt 4.1 vorgestellt. In der Struktur sind zwei Verfahren parallel umgesetzt, die von unterschiedlichen Randbedingungen ausgehen und damit verschiedene Problemstellungen der Regelung lösen.

- Modellbasierte, prädiktive Ansätze ermöglichen die hochdynamische, präzise Regelung der als Trajektorien bezeichneten, dynamischen Übergangsvor-

gänge bei Sollwertänderungen. In Abschnitt 4.2 wird die Funktionsweise des Trajektorienreglers vorgestellt und im Anschluss in Abschnitt 4.3 die echtzeitfähige Berechnung optimaler Trajektorien behandelt. Die zugrundeliegende Theorie wurde in englischer Sprache in einer Serie von drei eigenen Veröffentlichungen bereits publiziert [E2, E4, E7]. Der Fokus des Trajektorienreglers liegt auf der Regelung dynamischer Vorgänge. Selbstverständlich ist auch die stationäre Regelung möglich, allerdings enthalten die Ströme einen signifikanten Oberschwingungsanteil, da die Spannungsfehler von Maschine und Wechselrichter im Trajektorienregler nicht berücksichtigt werden.

- Um dieses Problem zu beheben, wird in Abschnitt 4.4 ein Verfahren beschrieben, das die passende Vorsteuerung der online identifizierten Spannungsfehler ermöglicht. Dadurch können beliebige Stromüberschwingungen phasen- und amplitudenrichtig eingeregelt oder gedämpft werden. Dies ist bis zur Systemgrenze des Wechselrichters möglich, die durch die Taktfrequenz und maximale Ausgangsspannung gegeben ist. Auch dieser Teil der Arbeit wurde bereits in eigenen Beiträgen in englischer Sprache veröffentlicht [E5, E6, E8].

In Summe wird in diesem Kapitel damit ein Regelverfahren beschrieben, das bei Kenntnis des Strangwiderstands R und der Grundwellenflussverkettungsfunktionen f_ψ und f_ψ^{-1} die Grund- und Oberschwingungsströme der Maschine hochdynamisch und präzise kontrollieren kann, wobei Eisensättigung, Kreuzverkopplung, Oberwellen und die Spannungsfehler des Wechselrichters berücksichtigt werden.

4.1 Reglerstruktur

In Abb. 4.1 sind die Details des Regler-Blocks aus Abb. 1.1 gezeigt. Als Eingangsgrößen des Reglers dienen die Sollströme (i_d^*, i_q^*) sowie die Messgrößen der Ströme (i_d, i_q) , der Kreisfrequenz ω und des Rotorwinkels γ . Die Sollströme werden als bekannt vorausgesetzt. Sie lassen sich beispielsweise mit der „Maximales Moment pro Ampere“ (MMPA) bzw. „Maximales Moment pro Volt“ (MMPV) Strategie vorab berechnen und in Kennfeld-Tabellen speichern [10, 13, 90, 91]. Wie in Abb. 4.1 zu sehen, erfolgt die Berechnung der Sollspannungen (u_d^*, u_q^*) mit einer Parallelstruktur: Der Trajektorienregler berechnet als reiner P-Regler die Sollspannung nichtlinear und beeinflusst dominant das dynamische Verhalten, indem er die dynamische Trajektorie in der Strom-, Flussverkettungs- oder Spannungsebene kontrolliert. Die zwei parallel geschalteten Blöcke der Identifikation und Speicherung der Spannungsfehler ermögli-

chen die Regelung und Dämpfung von Stromüberschwingungen im stationären Betrieb. Aus regelungstechnischer Sicht entspricht der Speicher der Spannungsfehler einem rotorwinkelabhängigen I-Anteil. Damit werden winkelabhängige Effekte nur während des stationären Betriebs vollständig ausgeregelt, nicht aber während dynamischer Vorgänge. Dies stellt kein Problem dar, da winkelabhängige Effekte während dynamischer Vorgänge eine untergeordnete Rolle spielen. Da das Erreichen der Sollwerte stets Priorität besitzt, wird die Ausgangsspannung des Wechselrichters vollständig zu diesem Zweck eingesetzt. Um zu verhindern, dass der Regler durch die Addition der Sollspannung des Trajektorienreglers (u_d^*, u_q^*) und der Spannungsfehler ($\Delta u_d, \Delta u_q$) eine Sollspannung fordert, die größer als die maximale Ausgangsspannung des Wechselrichters ist, wird die Spannung in einem letzten Schritt auf die sechseckförmige Spannungsgrenze des Wechselrichters begrenzt. Für den Speicher der Spannungsfehler wird eine klassische Anti-Windup-Strategie mit Rückrechnung verwendet, die zur besseren Lesbarkeit nicht in Abb. 4.1 eingezeichnet ist.

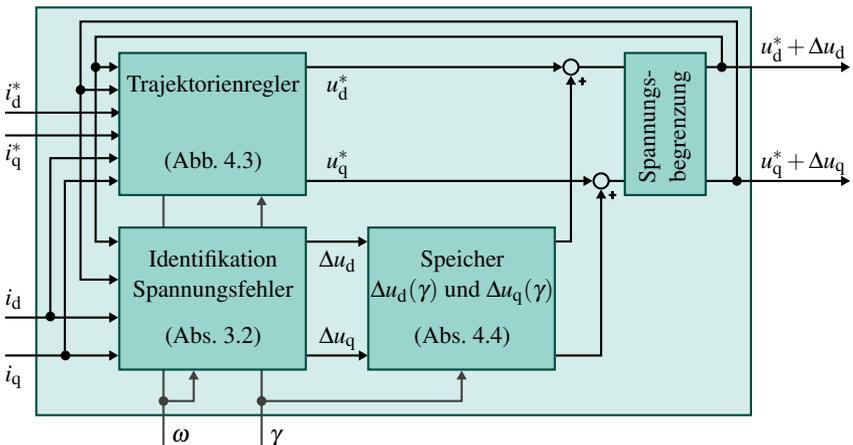


Abbildung 4.1: Strukturbild des Reglers des Gesamtsystems aus Abb. 1.1. Der Regler besteht aus einem Trajektorienregler zur Kontrolle der Dynamik und einem Pfad zur Identifikation und Speicherung der Spannungsfehler zur präzisen Regelung und Dämpfung von Überschwingungen.

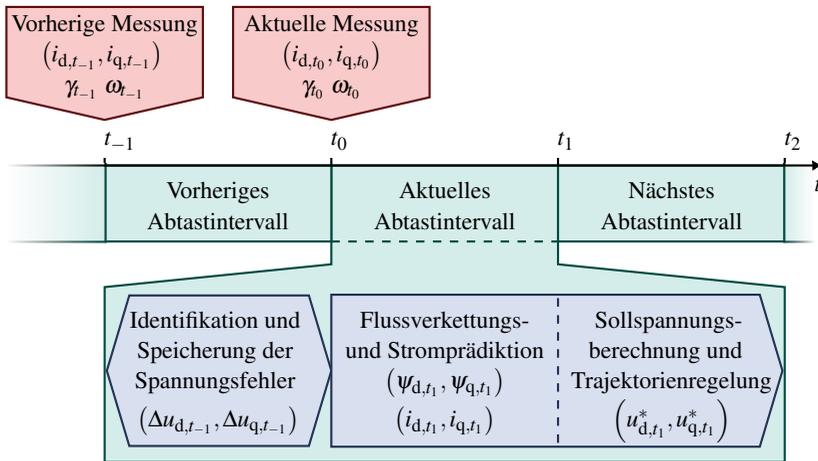


Abbildung 4.2: Zeitliche Abfolge des Regelverfahrens. Die Messungen erfolgen zu Beginn des Abtastintervalls. Während des Abtastintervalls werden die Berechnungen der in Abb. 4.1 dargestellten Blöcke durchgeführt, die sich zeitlich auf die drei dargestellten Abtastintervalle beziehen.

Der Regler wird, wie heute praktisch ausschließlich üblich, digital und damit zeitdiskret implementiert. Die Berechnungen aller grünen Blöcke in Abb. 1.1 werden innerhalb des Abtastintervalls der Dauer T von einem digitalen Signalverarbeitungssystem ausgeführt. Die zeitliche Abfolge der in den Berechnungen verwendeten Größen ist in Abb. 4.2 dargestellt. Im Folgenden wird das Abtastintervall zwischen t_0 und t_1 als aktuelles Abtastintervall definiert. Der Zeitpunkt t_{-1} bezeichnet den Beginn des vorherigen und der Zeitpunkt t_2 das Ende des nächsten Abtastintervalls. Im aktuellen Abtastintervall von t_0 nach t_1 wird der Regelalgorithmus berechnet: Zu Beginn des Abtastintervalls bei t_0 werden die Maschinenströme (i_{d,t_0}, i_{q,t_0}) , die Kreisfrequenz ω_0 und der Rotorwinkel γ_0 gemessen. Die Berechnungen setzen sich aus den in Abb. 4.1 gezeigten zwei Teilen zusammen. Einerseits werden, wie in Abschnitt 3.2 beschrieben, mit den Daten der vorherigen und aktuellen Messungen die Spannungsfehler des vorherigen Abtastintervalls identifiziert und gespeichert. Andererseits werden mit dem Trajektorienregler die neuen Sollspannungen berechnet, sodass sie bei t_1 an den Modulator übergeben werden können. Dadurch werden die Sollspannungen erst im nächsten Abtastintervall von t_1 nach t_2 aktiv. Diese Verzögerung resultiert

aus der benötigten Zeit zur Berechnung der Regelalgorithmen und wird daher als Rechentotzeit bezeichnet. Wird die Rechentotzeit beim Reglerentwurf vernachlässigt, entsteht ein Problem: Der Regler würde die Sollspannung stets so berechnen, dass die gemessenen Ströme am Ende des nächsten Abtastintervalls ihren Sollwerten entsprechen. Werden die Sollspannungen von einem solchen Regler mit den in t_0 gemessenen Strömen berechnet, sind diese fehlerhaft, da sich die Ströme im Zeitintervall von t_0 nach t_1 verändern. Daher müssen die Ströme zum Zeitpunkt t_1 bekannt sein, um die Sollspannungen korrekt zu berechnen. Diese lassen sich, wie in Abschnitt 4.2.2 erläutert, mit dem in Kapitel zwei beschriebenen Maschinenmodell präzisieren. Die Abb. 4.1 und 4.2 fassen somit die strukturellen und zeitlichen Abfolgen des Regelverfahrens zusammen. Auf dieser Grundlage wird in den Abschnitten 4.2 und 4.3 die genaue Funktionsweise des Trajektorienreglers vorgestellt.

4.2 Regelung dynamischer Trajektorien

In der Literatur sind nur wenige Regelverfahren beschrieben, die die nichtlinearen Einflüsse der Eisensättigung und Kreuzverkopplung bei magnetisch anisotropen Maschinen direkt im Regelalgorithmus berücksichtigen. Näherungen basierend auf nichtlinearen, stationären Induktivitäten wurden vorgeschlagen, um synchrone Reluktanzmaschinen [92] und permanentmagneterregte Synchronmaschinen [91] zu regeln. Die Linearisierung der Systemgleichungen in einem Abtastintervall ist präziser und führt auf differentielle Induktivitäten, die benutzt werden können, um in Abhängigkeit des Betriebspunkts die Regelparameter anzupassen [25, 93]. Noch genauer ist die Verwendung der im Abtastintervall effektiven Induktivitäten zur Nachführung der Reglerparameter [13]. Die Verkopplung der d- und q-Achse durch die rotatorisch induzierten Spannungen kann weiter reduziert werden, wenn zusätzlich die Flussverkettungen des nächsten Abtastintervalls präzisiert werden [E10]. Auch wenn sich die Regler durch die vorgeschlagenen Maßnahmen verbessern lassen, ist der dynamische Betrieb nicht optimal, wenn die vom Regler geforderte Spannung größer als die maximale Ausgangsspannung des Wechselrichters ist. Einfache Kürzungsverfahren der Spannung wurden mit der Einführung von Mikrocontrollern in Antriebssystemen bereits in den 1990er Jahren entwickelt. Die vom Regler geforderte Spannung wird dabei auf das zur Verfügung stehende Spannungssechseck des Wechselrichters mit konstantem Winkel, mit konstanter d-Spannung und in Bezug auf die rotatorisch induzierte Spannung der Maschine gekürzt [90, 94]. Ein Vergleich der Methoden findet sich in [E11].

Der Einfluss der Spannungskürzung auf die Maschinenströme und Flussverkettungen bleibt mit diesen Verfahren allerdings unbekannt. Dadurch werden die Ströme und Flussverkettungen und damit auch das Drehmoment während dynamischer Vorgänge nicht präzise kontrolliert. Um diesem Problem entgegenzuwirken, können die Sollwerte dynamisch verändert werden, wenn die Reglersollspannung die maximale Ausgangsspannung des Wechselrichters überschreitet [53]. Dieses einfache Prinzip benötigt kaum Rechenzeit und liefert gute Ergebnisse. Aber da der Regler den dynamisch angepassten Sollwerten nicht folgen kann, ist eine präzise Regelung der als Trajektorien bezeichneten dynamischen Übergangsvorgänge nicht möglich. Deshalb wurden andere Verfahren entwickelt, die die Trajektorien in Bezug auf ein Gütemaß optimal berechnen. Dazu muss ein mehrdimensionales Optimierungsproblem gelöst werden. Methoden der optimalen Steuerung wurden vorgeschlagen, um Strom- [54] und Drehmomentsollwerte [55] schnell zu erreichen. Obwohl diese Methoden die Ausregelzeit verkürzen, ist es meist nicht das Ziel die schnellst mögliche Trajektorie zu den neuen Sollwerten zu finden, sondern die Gütefunktion über der Zeit zu maximieren. Soll beispielsweise das mechanische Verhalten des Motors optimiert werden, ist die Drehmoment-Zeit-Fläche während dynamischer Vorgänge das geeignetere Bewertungskriterium. Dies wird in Einzelschritt-Optimierungsverfahren berücksichtigt, wie sie in [56, 57] vorgeschlagen werden. Diese Verfahren sind echtzeitfähig, aber da sie jeweils nur Einzelschritte optimieren, identifizieren sie nicht notwendigerweise die Trajektorie, die global für den Sollwertsprung die Gütefunktion maximiert. Mit den Methoden der dynamischen Programmierung lassen sich diese optimalen Trajektorien berechnen [58], auch wenn ein solcher Ansatz auf heutigen digitalen Signalverarbeitungssystemen nicht echtzeitfähig ist. Das Grundprinzip lässt sich allerdings vereinfachen, was zu einer suboptimalen, aber echtzeitfähigen Lösung führt [95].

Der im Folgenden vorgestellte echtzeitfähige, prädiktive Trajektorienregler baut auf diesen Vorarbeiten auf. Er erweitert die vorgeschlagenen Methoden um die nichtlinearen Einflüsse der Eisensättigung und Kreuzverkopplung und ermöglicht so den optimalen Betrieb bis zu den physikalischen Systemgrenzen des Wechselrichters und der Maschine. Es wird dabei stets sichergestellt, dass alle physikalischen Größen den sicheren Betriebsbereich nicht verlassen. Die Grundidee des Verfahrens ist, dass eine Veränderung der Sollwerte durch verschiedene Trajektorien in der Strom-, Flussverkettungs- und Spannungsebene erreicht werden kann. Dabei wird zunächst ausgeführt, wie dynamische Trajektorien präzise geregelt werden können, bevor in Abschnitt 4.3 vier Verfahren zur echtzeitfähigen Berechnung optimaler Trajektorien vorgestellt werden.

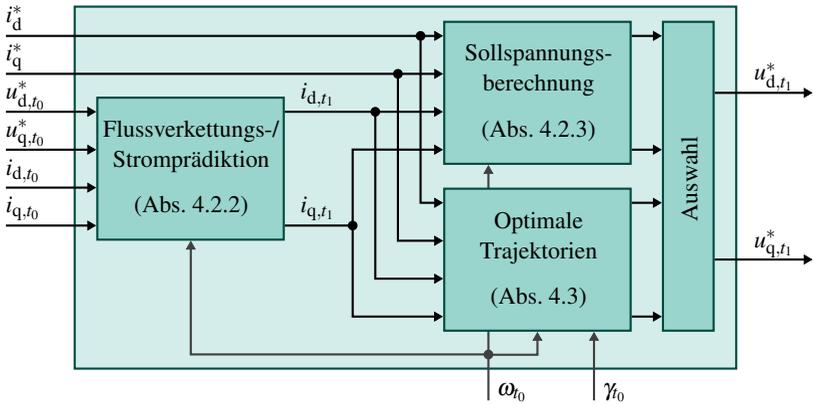


Abbildung 4.3: Reglerstruktur des Trajektorienreglers. Das Bild zeigt den Inhalt des Trajektorienregler-Blocks aus Abb. 4.1. Nach einem Prädiktionsschritt wird die Sollspannung des Wechselrichters berechnet.

4.2.1 Trajektorienreglerstruktur

Der Inhalt des in Abb. 4.1 gezeigten Blocks des Trajektorienreglers ist in Abb. 4.3 dargestellt. Als Eingangsgrößen dienen die Sollströme (i_d^* , i_q^*), die gemessenen Ströme (i_{d,t_0} , i_{q,t_0}), die Kreisfrequenz ω_{t_0} und der Rotorwinkel γ_{t_0} sowie die im Abtastintervall von t_0 nach t_1 aktiven Sollspannungen (u_{d,t_0}^* , u_{q,t_0}^*). Um die negativen Auswirkungen der Rechenzeit zu beseitigen, werden in einem ersten Schritt mit dem Maschinenmodell ausgehend von den gemessenen Strömen (i_{d,t_0} , i_{q,t_0}) die Flussverkettungen (ψ_{d,t_1} , ψ_{q,t_1}) und die Ströme (i_{d,t_1} , i_{q,t_1}) prädiziert, was in Abschnitt 4.2.2 näher beschrieben ist.

Im Anschluss werden mit den prädizierten Strömen und den Sollströmen die Sollspannungen berechnet. Dies geschieht einerseits, wie in Abschnitt 4.2.3 aufgezeigt, ohne Berücksichtigung der Spannungsgrenze des Wechselrichters. Andererseits werden die Sollspannungen unter Benutzung der Spannungsgrenze so berechnet, dass die Maschine präzise einer der vier in Abschnitt 4.3 behandelten optimalen Trajektorien folgt. Kann der Wechselrichter die zum Erreichen der Sollwerte benötigte Spannung liefern, wird sie an die Maschine angelegt, was zu Dead-Beat-Verhalten innerhalb eines Abtastintervalls führt. Ist dies nicht der Fall, wird die Sollspannung der optimalen Trajektorien verwendet.

4.2.2 Flussverkettungs- und Stromprädiktion

In den Gleichungen (2.22) und (2.23) können für die Strom- und Flussverkettungsprädiktion die dynamischen ohmschen Spannungsabfälle vernachlässigt werden, wenn sie im Vergleich zu den anderen Spannungsanteilen klein sind.

$$\frac{1}{2}R(i_{d,t_{k+1}} - i_{d,t_k}) \approx 0 \quad (4.1)$$

$$\frac{1}{2}R(i_{q,t_{k+1}} - i_{q,t_k}) \approx 0 \quad (4.2)$$

Da die Kupferverluste bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen im behandelten Leistungsbereich grundsätzlich klein sind, führt diese Vereinfachung bei in der Praxis verwendeten Maschinen zu vernachlässigbar kleinen Prädiktionsfehlern. Für den verwendeten Prüfling ist dies beispielhaft in Abschnitt 6.1.1 nachgewiesen. Damit vereinfachen sich (2.22) und (2.23) zu:

$$u_{d,t_k} = Ri_{d,t_k} + \frac{\psi_{d,t_{k+1}} - \psi_{d,t_k}}{T} - \frac{1}{2}\omega_{t_k}(\psi_{q,t_k} + \psi_{q,t_{k+1}}) \quad (4.3)$$

$$u_{q,t_k} = Ri_{q,t_k} + \frac{\psi_{q,t_{k+1}} - \psi_{q,t_k}}{T} + \frac{1}{2}\omega_{t_k}(\psi_{d,t_k} + \psi_{d,t_{k+1}}) \quad (4.4)$$

Die Gleichungen lassen sich nach den Flussverkettungen $\psi_{d,t_{k+1}}$ und $\psi_{q,t_{k+1}}$ auflösen und mit $k = 0$ folgt:

$$\begin{aligned} \psi_{d,t_1} = & \psi_{d,t_0} + T \cdot \frac{u_{d,t_0}^* - Ri_{d,t_0} + \omega_{t_0} \psi_{q,t_0}}{1 + \frac{1}{4}\omega_{t_0}^2 T^2} \\ & + T^2 \cdot \frac{\frac{1}{2}\omega_{t_0} u_{q,t_0}^* - \frac{1}{2}\omega_{t_0} Ri_{q,t_0} - \frac{1}{4}\omega_{t_0}^2 \psi_{d,t_0}}{1 + \frac{1}{4}\omega_{t_0}^2 T^2} \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned} \psi_{q,t_1} = & \psi_{q,t_0} + T \cdot \frac{u_{q,t_0}^* - Ri_{q,t_0} - \omega_{t_0} \psi_{d,t_0}}{1 + \frac{1}{4}\omega_{t_0}^2 T^2} \\ & + T^2 \cdot \frac{-\frac{1}{2}\omega_{t_0} u_{d,t_0}^* + \frac{1}{2}\omega_{t_0} Ri_{d,t_0} - \frac{1}{4}\omega_{t_0}^2 \psi_{q,t_0}}{1 + \frac{1}{4}\omega_{t_0}^2 T^2} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Durch (4.5) und (4.6) können so die Flussverkettungen zum Zeitpunkt t_1 prädiiziert werden, da alle erforderlichen Größen bekannt sind. Die zugehörigen Ströme ergeben sich im Anschluss mit der inversen Flussverkettungsfunktion f_{Ψ}^{-1} durch Einsetzen in (3.7).

$$(i_{d,t_1}, i_{q,t_1}) = f_{\Psi}^{-1}(\Psi_{d,t_1}, \Psi_{q,t_1}) \quad (4.7)$$

Die Umrechnung der prädiizierten Flussverkettungen in prädiizierte Ströme ist nur erforderlich, wenn die Trajektorienregelung in der Stromebene erfolgen soll oder die Ströme zur Berechnung des Drehmoments benötigt werden. Ist dies nicht der Fall, werden die prädiizierten Ströme und damit die inverse Flussverkettungsfunktion f_{Ψ}^{-1} nicht benötigt. Im Folgenden werden alle Gleichungen allerdings mit den prädiizierten Strömen angegeben, um die unter den getroffenen Annahmen genaueste Lösung zu erhalten.

4.2.3 Sollspannungsberechnung

Mit der Flussverkettungsfunktion f_{Ψ} können anhand von (3.6) die zu den Stromsollwerten gehörigen Flussverkettungssollwerte berechnet werden.

$$(\Psi_d^*, \Psi_q^*) = f_{\Psi}(i_d^*, i_q^*) \quad (4.8)$$

Wenn die Strom- und Flussverkettungssollwerte innerhalb eines Abtastintervalls erreicht werden sollen, müssen zum Zeitpunkt t_2 die Flussverkettungen den Sollwerten entsprechen, also muss $i_{d,t_2} = i_d^*$, $i_{q,t_2} = i_q^*$, $\Psi_{d,t_2} = \Psi_d^*$ und $\Psi_{q,t_2} = \Psi_q^*$ gelten. Unter der Annahme, dass die elektrische Kreisfrequenz ω von t_0 bis t_2 konstant ist, liefern die zeitdiskreten Systemgleichungen (2.22) und (2.23) mit $k = 1$ die zum Sollwertsprung gehörigen Sollspannungen.

$$u_{d,t_1}^* = \frac{1}{2}R(i_{d,t_1} + i_d^*) + \frac{\Psi_d^* - \Psi_{d,t_1}}{T} - \frac{1}{2}\omega_{t_0}(\Psi_{q,t_1} + \Psi_q^*) \quad (4.9)$$

$$u_{q,t_1}^* = \frac{1}{2}R(i_{q,t_1} + i_q^*) + \frac{\Psi_q^* - \Psi_{q,t_1}}{T} + \frac{1}{2}\omega_{t_0}(\Psi_{d,t_1} + \Psi_d^*) \quad (4.10)$$

Während großer Sollwertsprünge und bei höheren Drehzahlen, wenn die induzierte Spannung der Maschine groß ist, sind die mit (4.9) und (4.10) berechneten Sollspannungen größer als die Spannung, die der Wechselrichter an die Maschine anlegen kann. Folglich müssen die Sollspannungen begrenzt werden. Die Begrenzung erfolgt durch ein Verfahren, das die dynamische Trajektorie

von den prädierten Werten zu den Sollwerten kontrolliert. Der grundlegende Ansatz und das Funktionsprinzip werden im nächsten Abschnitt erläutert.

4.2.4 Betriebsebenen

Das Prinzip des Trajektorienreglers wird im Folgenden anhand von drei physikalisch motivierten Betriebsebenen verdeutlicht. Wichtig ist dabei, dass die dargestellten Zusammenhänge nicht auf den Trajektorienregler begrenzt, sondern allgemein für permanentmagneterregte Synchronmaschinen gültig sind. Die Betriebsebenen erlauben die komplexen, nichtlinearen, dynamischen Vorgänge universell und übersichtlich darzustellen.

Die nichtlinearen Systemgleichungen der permanentmagneterregten Synchronmaschine, die durch (2.11) und (2.12) in zeitkontinuierlicher oder durch (2.22) und (2.23) in zeitdiskreter Form gegeben sind, enthalten drei elektromagnetische Größen:

- Ströme,
- Flussverkettungen und
- Spannungen.

Daher kann das stationäre und dynamische, elektromagnetische Verhalten der Maschine in drei Ebenen visualisiert werden, die in Abb. 4.4 (a) bis (c) dargestellt sind. Der elektromagnetische Zustand der Maschine kann in jeder der Ebenen definiert werden. In der Stromebene geschieht dies durch die Ströme (i_d, i_q) , in der Flussverkettungsebene durch die Flussverkettungen (ψ_d, ψ_q) und in der Spannungsebene [96] durch die stationären Spannungen $(u_{d,\text{stat}}, u_{q,\text{stat}})$.

$$u_{d,\text{stat}} = Ri_d - \omega\psi_q \quad (4.11)$$

$$u_{q,\text{stat}} = Ri_q + \omega\psi_d \quad (4.12)$$

Ob zur Definition des elektromagnetischen Zustands Ströme, Flussverkettungen oder stationäre Spannungen verwendet werden, ist irrelevant, da sich bei bekanntem ohmschen Widerstand und bekannter Kreisfrequenz alle Größen eindeutig berechnen lassen, sobald sie in einer Ebene als bekannt vorausgesetzt werden. Dass sich aus den Strömen (i_d, i_q) eindeutig zwei Flussverkettungen (ψ_d, ψ_q) ergeben und umgekehrt, wurde bereits in Abschnitt 3.1.3 bewiesen.

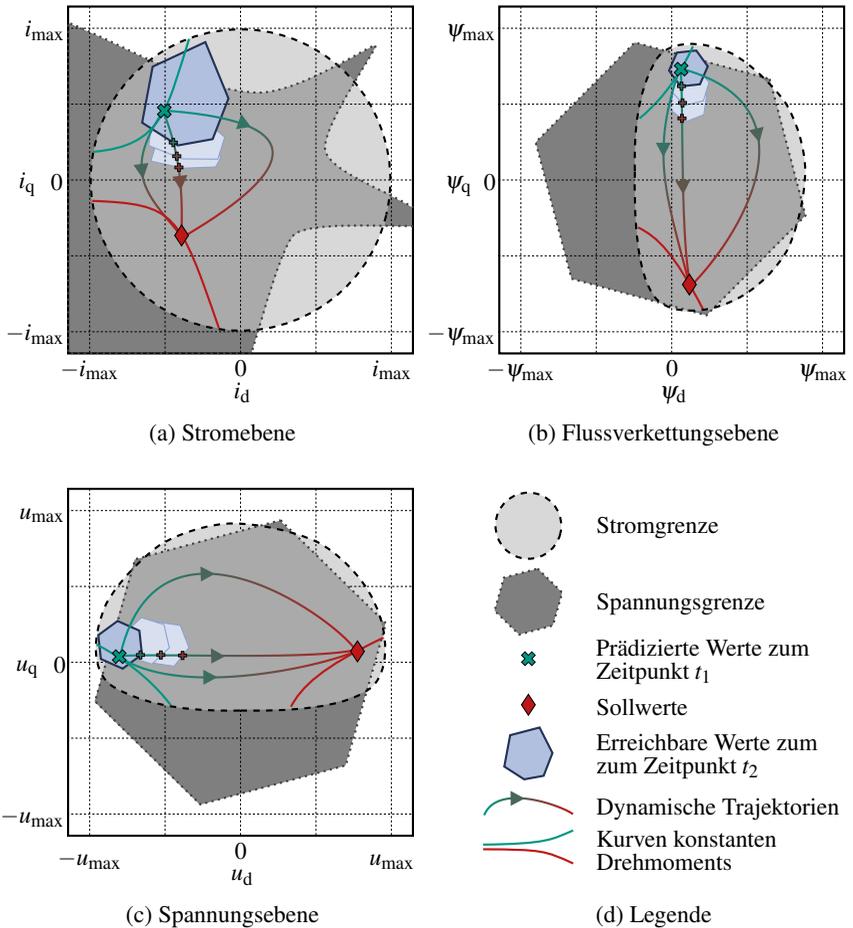


Abbildung 4.4: Das Betriebsverhalten von elektrischen Maschinen kann in drei Ebenen analysiert werden: in der Strom-, Flussverkettungs- und Spannungsebene. In der Abbildung ist beispielhaft der elektromagnetische Zustand des Prüflings aus Abschnitt 5.1 bei einer Drehzahl von 3000 min^{-1} , einem elektrischen Rotorwinkel von 15° und prädizierten Strömen von $i_{d,t_1} = -200 \text{ A}$ und $i_{q,t_1} = 175 \text{ A}$ zu sehen. Dabei ist $i_{\max} = 425 \text{ A}$, $\psi_{\max} = 0,2 \text{ Vs}$ und $u_{\max} = \frac{2}{3} U_{zk} = 200 \text{ V}$.

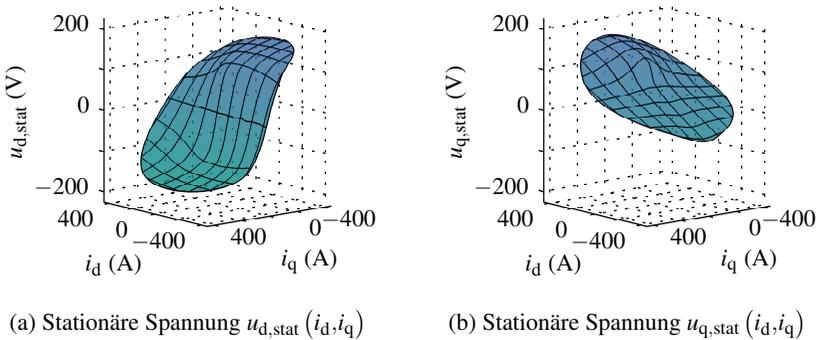


Abbildung 4.5: Kennfelder der stationären Spannung des Prüflings aus Abschnitt 5.1 bei einer Drehzahl von 3000 min^{-1} .

Dass dies auch für die stationären Spannungen $(u_{d,stat}, u_{q,stat})$ gilt, soll nun gezeigt werden. Dazu wird die Funktion $f_{u_{stat}}$ definiert, die die Ströme auf die stationären Spannungen abbildet.

$$f_{u_{stat}} : \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^2, (i_d, i_q) \mapsto (u_{d,stat}, u_{q,stat}) \quad (4.13)$$

Sie besteht aus den zwei Komponenten $f_{u_{d,stat}}$ und $f_{u_{q,stat}}$, die durch (4.11), (4.12) und (3.6) gegeben sind. Für den in dieser Arbeit verwendeten Prüfling sind sie bei einer Drehzahl von 3000 min^{-1} in Abb. 4.5 gezeigt. Analog zum Vorgehen in Abschnitt 3.1.3 lässt sich die Invertierbarkeit von $f_{u_{stat}}$ beweisen, indem gezeigt wird, dass die Jacobi-Determinante von $f_{u_{stat}}$ in der betrachteten Fläche größer als null ist [85]. Dies führt zur Forderung:

$$R^2 + R\omega \underbrace{\left(\frac{\partial f_{\psi_d}}{\partial i_q} - \frac{\partial f_{\psi_q}}{\partial i_d} \right)}_{=0} + \omega^2 \underbrace{\left(\frac{\partial f_{\psi_d}}{\partial i_d} \cdot \frac{\partial f_{\psi_q}}{\partial i_q} - \frac{\partial f_{\psi_d}}{\partial i_q} \cdot \frac{\partial f_{\psi_q}}{\partial i_d} \right)}_{(3.8)} > 0 \quad (4.14)$$

Der erste Summand der Gleichung ist stets größer als null, da alle elektrischen Maschinen einen Strangwiderstand $R > 0$ besitzen. Der zweite Summand ist exakt gleich null, weil die partiellen Ableitungen der Flussverkettungen den Kreuzverkopplungsinduktivitäten entsprechen. Diese sind immer identisch, da der Effekt der Kreuzverkopplung symmetrisch ist. Dies ist der Fall, weil der Anteil des Flusses der die d- mit der q-Ersatzspule verkoppelt gleichzeitig immer

auch der ist, der die q - mit der d -Ersatzspule verkoppelt. Der dritte Summand entspricht der mit ω^2 multiplizierten Gleichung (3.8). Wie in Abschnitt 3.1.3 bereits bewiesen, ist (3.8) immer größer als null, weshalb der dritte Summand ebenfalls größer gleich null ist. Folglich ist die Jacobi-Determinante von $f_{u_{\text{stat}}}$ stets größer als null und die Inverse $f_{u_{\text{stat}}}^{-1}$ von $f_{u_{\text{stat}}}$ existiert.

$$f_{u_{\text{stat}}}^{-1} : \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^2, (u_{d,\text{stat}}, u_{q,\text{stat}}) \mapsto (i_d, i_q) \quad (4.15)$$

Damit ist eine zentrale Eigenschaft von permanentmagneterregten Synchronmaschinen bewiesen. Ströme (i_d, i_q) , Flussverkettungen (ψ_d, ψ_q) und stationäre Spannungen $(u_{d,\text{stat}}, u_{q,\text{stat}})$ hängen im dq-System eindeutig voneinander ab, weil alle Funktionen bijektiv sind, die die drei Zustandsgrößenpaare verknüpfen. Aus mathematischer Sicht ist es damit vollkommen gleichgültig, ob ein Regelverfahren die Maschine in der Strom-, Flussverkettungs- oder Spannungsebene beschreibt, da die Ebenen ineinander umgerechnet werden können. In Abb. 4.4 (a) bis (c) ist mit dem großen Kreuz der elektromagnetische Zustand der Maschine in allen Ebenen beispielhaft eingezeichnet. Um den physikalischen Zustand der Maschine vollständig zu beschreiben, ist weiterhin die Angabe des mechanischen Zustands erforderlich. Dieser setzt sich aus dem Rotorwinkel γ und der Winkelgeschwindigkeit Ω zusammen. Der physikalische Zustand der Maschine ist damit vierdimensional und besteht zu jedem Zeitpunkt aus vier Momentanwerten:

- Dem zweidimensionalen, elektromagnetischen Zustand, der entweder durch (i_d, i_q) , (ψ_d, ψ_q) oder $(u_{d,\text{stat}}, u_{q,\text{stat}})$ gegeben ist.
- Dem zweidimensionalen, mechanischen Zustand, der durch den Rotorwinkel γ und die Winkelgeschwindigkeit Ω beschrieben wird.

Sowohl die Strangspannungen als auch das Drehmoment folgen aus dem physikalischen Maschinenzustand unmittelbar mit (2.11), (2.12) und (2.27).

Jede der drei Ebenen besitzt spezifische Vor- und Nachteile in der Beschreibung der Maschine. Diese sollen nun im Detail herausgearbeitet werden. Der im Beispiel in Abb. 4.4 durch die großen Kreuze gekennzeichnete elektromagnetische Zustand der Maschine kann nicht beliebige Werte annehmen. Ursache sind die Strom- und Spannungsgrenze, die in allen drei Ebenen durch hell- und dunkelgraue Flächen eingezeichnet und von einer gestrichelten bzw. gepunkteten Linie umrandet sind.

Wie in Abschnitt 2.2.1 beschrieben, ist die Spannungsgrenze des Wechselrichters durch ein mit dem Rotorwinkel γ in der Spannungsebene rotierendes Sechseck gegeben, dessen Größe von der Zwischenkreisspannung U_{zk} bestimmt wird.

In Abb. 4.4 (c) ist das Sechseck für einen Rotorwinkel von 15° und eine Zwischenkreisspannung von 300 V als dunkelgraue, gepunktet umrandete Fläche eingezeichnet. Mit (4.15) kann das Sechseck in die Stromebene umgerechnet werden. Bei einer Drehzahl von 3000 min^{-1} ergibt sich aufgrund der Nichtlinearitäten eine stark verzerrte sechseckige Form, die alle zu diesem Zeitpunkt mit der verfügbaren Zwischenkreisspannung erreichbaren Ströme einschließt. Die Form und Lage ist zeitlich nicht konstant, sondern verändert sich bei Drehung des Rotors. Weiterhin wird die sechseckige Form mit steigender Drehzahl kleiner. Mit (3.6) kann die sechseckige Form von der Strom- in die Flussverkettungsebene umgerechnet werden. Da bei den hier verwendeten Maschinendaten des Prüflings der Einfluss des ohmschen Strangwiderstands klein ist, sind die mit der verfügbaren Spannung erreichbaren Flussverkettungen in guter Näherung ein im Vergleich zur Spannungsebene um 90° gedrehtes, regelmäßiges Sechseck. Das Sechseck dreht sich in der Flussverkettungsebene mit dem Rotor und wird mit zunehmender Drehzahl kleiner.

Die Stromgrenze ist sowohl durch die thermischen und Entmagnetisierungsgrenzen der Maschine als auch durch den maximal zulässigen Ausgangsstrom des Wechselrichters definiert. Sie ist in der Stromebene durch den hellgrauen, schwarz gestrichelten Kreis gegeben. Mithilfe der Flussverkettungsfunktion f_ψ aus (3.6) kann der Stromkreis in die Flussverkettungsebene transformiert werden. In der Flussverkettungsebene ist der durch die Stromgrenze gegebene Betriebsbereich ein zum Ursprung des Koordinatensystems verschobener, verzerrter Ellipsoid. Die Verschiebung verursachen die Permanentmagnete, die elliptische Form die magnetische Anisotropie des Rotors und die Verzerrung die Nichtlinearität der Flussverkettungsfunktion f_ψ . Mit (4.13) lässt sich die Stromgrenze in die Spannungsebene übertragen. In der Spannungsebene ergibt sich ebenfalls ein verschobener, verzerrter Ellipsoid, der im Vergleich zur Flussverkettungsebene um 90° gedreht und durch den Einfluss der Drehzahl und des ohmschen Spannungsabfalls gestreckt ist. Die Größe des Ellipsoids ist in der Spannungsebene drehzahlabhängig und nimmt mit steigender Drehzahl zu.

Der sichere Betriebsbereich der Maschine ist in allen Ebenen durch die Schnittmenge der von Strom- und Spannungsgrenze definierten Flächen gegeben. Diesen Bereich darf der elektromagnetische Zustand daher nicht verlassen.

Die Vor- und Nachteile der drei Ebenen lassen sich folgendermaßen zusammenfassen: Die Berücksichtigung der Stromgrenze ist ausschließlich in der Stromebene trivial, da sie nur dort durch einen Kreis repräsentiert ist. Die Beschreibung der Spannungsgrenze ist dagegen besonders in der Flussverkettungs- und Spannungsebene einfach, da sie in beiden Ebenen ein mit dem Rotor drehendes Sechseck ist. Nichtlinearitäten durch Eisensättigung und Kreuzverkopplung

wirken sich nur in der Stromebene signifikant aus. Ursache ist, dass der Zusammenhang zwischen Spannung und Flussverkettung in der Systemgleichung in guter Näherung linear ist. Deshalb ist das dunkelgraue Sechseck in der Flussverkettungsebene in guter Näherung ebenfalls regelmäßig. Erst durch die nichtlineare, inverse Flussverkettungsfunktion f_{ψ}^{-1} entstehen die in der Stromebene in Abb. 4.4 (a) in dunkelgrau dargestellten nichtlinearen Effekte. Die Regelung der Maschine kann in jeder der drei Ebenen erfolgen. Je nach Gewichtung der angegebenen Vor- und Nachteile kann die Geeignetesten ausgewählt werden, in der dann die Trajektorienregelung berechnet wird.

4.2.5 Trajektorienregelung

Der elektromagnetische Zustand der Maschine wird von der Ausgangsspannung des Wechselrichters verändert. Wenn der elektromagnetische Zustand in Abb. 4.4 nicht verändert werden soll, muss die in der Spannungsebene durch das große Kreuz markierte, stationäre Spannung an die Maschine angelegt werden. Sie kann durch (4.11) und (4.12) berechnet werden. Wird eine andere Spannung an die Maschine angelegt, ändert sich der elektromagnetische Zustand. Wie sich der elektromagnetische Zustand der Maschine verändert, kann analog, wie in Abschnitt 4.2.2 bereits erläutert, durch Auflösen von (4.3) und (4.4) nach den Flussverkettungen $\psi_{d,l,k+1}$ und $\psi_{q,l,k+1}$ und Einsetzen von $k = 1$ berechnet werden. Wenn sich der Zustand der Maschine maximal schnell ändern soll, muss die maximale Ausgangsspannung des Wechselrichters an die Maschine angelegt werden, was einer Spannung auf dem Rand des dunkelgrauen Sechsecks in der Spannungsebene entspricht. Das Spannungssechseck lässt sich durch die sechs Eckpunkte und damit mit u_{d,l,t_1}^* und u_{q,l,t_1}^* beschreiben, wobei der Index $l \in \{1,2,3,4,5,6\}$ als Nummer der Ecke definiert ist. Dies liefert die bei Benutzung der Ecken des Spannungssechsecks des Wechselrichters in einem Abtastintervall erreichbaren Flussverkettungen.

$$\begin{aligned} \psi_{d,l,t_2} = & \psi_{d,t_1} + T \cdot \frac{u_{d,l,t_1}^* - Ri_{d,t_1} + \omega \psi_{q,t_1}}{1 + \frac{1}{4} \omega^2 T^2} \\ & + T \cdot \frac{\frac{1}{2} \omega u_{q,l,t_1}^* - \frac{1}{2} \omega Ri_{q,t_1} - \frac{1}{4} \omega^2 \psi_{d,t_1}}{1 + \frac{1}{4} \omega^2 T^2} \end{aligned} \quad (4.16)$$

$$\begin{aligned} \psi_{q,l,t_2} = & \psi_{q,t_1} + T \cdot \frac{u_{q,l,t_1}^* - Ri_{q,t_1} - \omega \psi_{d,t_1}}{1 + \frac{1}{4} \omega^2 T^2} \\ & + T^2 \cdot \frac{-\frac{1}{2} \omega u_{d,l,t_1}^* + \frac{1}{2} \omega Ri_{d,t_1} - \frac{1}{4} \omega^2 \psi_{q,t_1}}{1 + \frac{1}{4} \omega^2 T^2} \end{aligned} \quad (4.17)$$

In Abb. 4.4 (b) sind die so berechneten Flussverkettungen als Ecken des dunkelblauen Sechsecks eingezeichnet. Aufgrund des Einflusses der induzierten Spannung ist der Mittelpunkt des Sechsecks zum großen Kreuz verschoben. Zusätzlich ist das Sechseck aufgrund der Veränderung der induzierten Spannung während des Abtastintervalls und der Kreuzverkopplung leicht verzerrt. Mithilfe der inversen Flussverkettungsfunktion f_{ψ}^{-1} und $f_{u_{\text{stat}}}$ können die zu den Flussverkettungen gehörigen Ströme und stationären Spannungen berechnet werden.

$$(i_{d,l,t_2}, i_{q,l,t_2}) = f_{\psi}^{-1}(\psi_{d,l,t_2}, \psi_{q,l,t_2}) \quad (4.18)$$

$$(u_{d,\text{stat},l,t_2}, u_{q,\text{stat},l,t_2}) = f_{u_{\text{stat}}}(i_{d,l,t_2}, i_{q,l,t_2}) \quad (4.19)$$

In Abb. 4.4 ergibt dies die unregelmäßigen dunkelblauen Sechsecke in der Strom- und Spannungsebene. Aufgrund von Eisensättigung und Kreuzverkopplung ist das Sechseck in der Stromebene verzerrt und unsymmetrisch. Durch die verfügbare Spannung des Wechselrichters können in einem Abtastintervall somit alle Ströme, Flussverkettungen und stationären Spannungen innerhalb der unregelmäßigen dunkelblauen Sechsecke in den drei Ebenen erreicht werden. Die Berechnung wurde lediglich für die sechs Ecken des Spannungsechsecks durchgeführt, da dies in der Praxis ausreichend genau ist. Selbstverständlich können mehr als sechs Punkte des Sechsecks in der Spannungsebene zur Berechnung der erreichbaren Größen herangezogen werden, um die Ergebnisse mit höherem Rechenaufwand zu präzisieren.

Die roten Rauten in Abb. 4.4 repräsentieren neue Sollwerte. Das Erreichen der neuen Sollwerte führt zu einer Veränderung des Drehmoments, da die in Grün eingezeichnete Kurve konstanten Drehmoments des elektromagnetischen Zustands von der in Rot gezeigten Drehmomentkurve der neuen Sollwerte verschieden ist. Die neuen Sollwerte können nicht innerhalb eines Abtastintervalls erreicht werden, da sie außerhalb der dunkelblauen Sechsecke in allen Ebenen liegen. Der Übergang vom aktuellen, elektromagnetischen Zustand zu den neuen Sollwerten kann durch verschiedene dynamische Trajektorien erzielt werden, die beide Zustände durch beliebig geformte Linien in der Strom-,

Flussverkettungs- oder Spannungsebene verbinden. Drei Trajektorien sind beispielhaft in Abb. 4.4 in allen Ebenen eingezeichnet. Wenn die mittlere Trajektorie in der Stromebene verwendet werden soll, kann der Schnittpunkt (i_{d,t_2}, i_{q,t_2}) des blauen unregelmäßigen Sechsecks mit der mittleren Trajektorie berechnet werden. Mit (3.6) folgen die zugehörigen Flussverkettungen.

$$(\psi_{d,t_2}, \psi_{q,t_2}) = f_{\psi}(i_{d,t_2}, i_{q,t_2}) \quad (4.20)$$

Mit (4.3), (4.4) und $k = 1$ ergeben sich die Sollspannungen, die am Ende des Abtastintervalls bei t_2 zu den gewünschten Strömen (i_{d,t_2}, i_{q,t_2}) , Flussverkettungen $(\psi_{d,t_2}, \psi_{q,t_2})$ und stationären Spannungen $(u_{d,stat,t_2}, u_{q,stat,t_2})$ führen.

$$u_{d,t_1}^* = R \cdot i_{d,t_1} + \frac{\psi_{d,t_2} - \psi_{d,t_1}}{T} - \frac{1}{2} \omega (\psi_{q,t_1} + \psi_{q,t_2}) \quad (4.21)$$

$$u_{q,t_1}^* = R \cdot i_{q,t_1} + \frac{\psi_{q,t_2} - \psi_{q,t_1}}{T} + \frac{1}{2} \omega (\psi_{d,t_1} + \psi_{d,t_2}) \quad (4.22)$$

Wie in allen drei Ebenen durch die hellblauen Sechsecke gezeigt, werden die Berechnungen mehrerer Abtastintervalle zeitlich aneinander gefügt, um die gewünschte Trajektorie zu erzeugen. Im Beispiel von Abb. 4.4 wird der erste Teil der mittleren Trajektorie durch dreimalige Verwendung der maximalen Ausgangsspannung des Wechselrichters präzise geregelt. Durch das beschriebene Vorgehen können folglich beliebige, dynamische Trajektorien eingestellt werden. Im nächsten Abschnitt werden vier Verfahren vorgestellt, mit denen, in Bezug auf ein zu definierendes Gütemaß, optimale Trajektorien in Echtzeit berechnet werden können.

4.3 Optimale Trajektorien

Die Aufgabe der Identifikation optimaler Trajektorien besteht in jedem Abtastintervall aus der Berechnung der Werte (i_{d,t_2}, i_{q,t_2}) , $(\psi_{d,t_2}, \psi_{q,t_2})$ oder $(u_{d,stat,t_2}, u_{q,stat,t_2})$, die aus den erreichbaren Strömen, Flussverkettungen oder stationären Spannungen abgeleitet werden müssen. Zu diesem Zweck werden in den nächsten Abschnitten vier unterschiedliche Methoden vorgestellt. Die ersten zwei Verfahren verbinden alte und neue Sollwerte durch Geraden in der Strom- bzw. Flussverkettungsebene. Diese Trajektorien führen nicht zu optimalen Regelergebnissen, lassen sich allerdings sehr einfach umsetzen. Das dritte Verfahren basiert auf einer Trajektorie, die zu einer schnellen Drehmomentantwort führt und die vierte auf einer Strategie, die die Zeit zum Erreichen der

Stromsollwerte minimiert. Aufgrund der magnetischen Anisotropie des Rotors führen das dritte und vierte Verfahren auf unterschiedliche Trajektorien. Messergebnisse aller vorgestellten, dynamischen Trajektorien und ein systematischer Vergleich der Regelergebnisse befindet sich in Abschnitt 6.2.

Prinzipiell ließe sich auch eine verlustoptimale Trajektorie berechnen, die die auftretenden Verluste während dynamischer Übergangsvorgänge minimiert. Allerdings ist die Zeitdauer typischer Übergangsvorgänge so kurz, dass das Potential zur Energieeinsparung äußerst gering ausfällt. Aus diesem Grund wird auf die Berechnung einer verlustoptimalen Trajektorie verzichtet.

4.3.1 Stromgerade (SGE)

Aus der Grundannahme, dass die Gerade als kürzeste Verbindung zweier Punkte als optimal anzusehen ist, kann ein einfacher Ansatz motiviert werden. Das Prinzip lässt sich in der Stromebene anwenden und führt zur Wahl einer Stromgerade als dynamische Trajektorie, die alte und neue Stromsollwerte miteinander verbindet. Die so entstehende Trajektorie vermeidet Überströme, da jede Gerade, die die gültigen Stromsollwerte miteinander verbindet, innerhalb des zulässigen Betriebsbereichs bleibt. Aufgrund der nichtlinearen Einflüsse der Eisensättigung und Kreuzverkopplung ist die präzise Regelung der Stromgeraden nicht trivial, mit dem in Abschnitt 4.2.5 vorgestellten Verfahren aber möglich.

In Abb. 4.6 ist beispielhaft ausgehend von den prädierten, grün markierten Strömen (i_{d,t_1}, i_{q,t_1}) die Stromgerade eingezeichnet. Zur präzisen Regelung

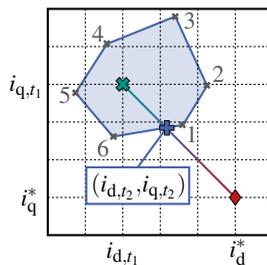


Abbildung 4.6: Prädierte Ströme und Stromsollwerte werden durch eine Gerade in der Stromebene miteinander verbunden. In jedem Abtastschritt lässt sich der Schnittpunkt der Gerade mit dem Sechseck der erreichbaren Ströme berechnen.

der Stromgerade muss in jedem Abtastintervall folgendes Vorgehen wiederholt werden: Mit (4.16), (4.17) und (4.18) werden die sechs Strompaare $(i_{d,l,t_2}, i_{q,l,t_2})$ berechnet, die sich bei Verwendung der Ecken des Spannungssechsecks als Sollspannung ergeben würden. Sie sind in Abb. 4.6 als nummerierte graue Kreuze eingezeichnet. Die sechs Eckpunkte sind als Näherung durch Geraden miteinander verbunden, die die Kanten des unregelmäßigen Sechsecks der erreichbaren Ströme bilden. Mithilfe einfacher Methoden der analytischen Geometrie können die Geradengleichungen der Stromgerade und der sechs Kanten des Sechsecks der erreichbaren Ströme aufgestellt und der Schnittpunkt jeder Kante mit der Stromgerade bestimmt werden. Für nur zwei Kanten liegt der berechnete Schnittpunkt zwischen den Eckpunkten, wovon nur einer in Richtung der Stromsollwerte führt. Auf diese Weise lassen sich die Ströme (i_{d,t_2}, i_{q,t_2}) bestimmen und mit (4.20), (4.21) und (4.22) die Sollspannung des Wechselrichters $(u_{d,t_1}^*, u_{q,t_1}^*)$ berechnen.

4.3.2 Flussverkettungsgerade (FGE)

Die gleiche Strategie kann auch in der Flussverkettungsebene angewandt werden. Die dynamische Trajektorie ist dann eine gerade Verbindungslinie von den prädizierten Flussverkettungen zu den Flussverkettungssollwerten und das Verfahren damit ähnlich wie das in Abschnitt 4.3.1 beschriebene. Durch die Regelung der Flussverkettungstrajektorie wird die Trajektorie der rotatorisch induzierten Spannung $\omega\psi$ kontrolliert. Somit wird während dynamischer Über-

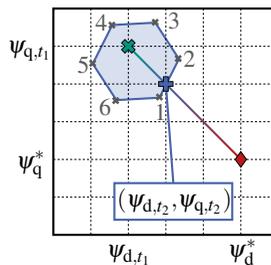


Abbildung 4.7: Prädizierte Flussverkettungen und neue Flussverkettungssollwerte werden durch eine Gerade in der Flussverkettungsebene miteinander verbunden. In jedem Abtastschritt lässt sich der Schnittpunkt der Gerade mit dem Sechseck der erreichbaren Flussverkettungen berechnen.

gangsvorgänge sichergestellt, dass der Betrag der rotatorisch induzierten Spannung innerhalb der von den Sollwerten vorgegebenen Werte verbleibt.

Zur Berechnung werden in jedem Abtastintervall mit (4.16) und (4.17) die erreichbaren Flussverkettungen bestimmt, die unter Verwendung der Ecken des Spannungssechsecks als Sollspannung resultieren würden. Diese sind beispielhaft in Abb. 4.7 als graue Kreuze zu sehen. Die sechs Ecken der erreichbaren Flussverkettungen können in guter Näherung durch sechs Geraden verbunden werden. Die Flussverkettungstrajektorie ergibt sich durch gerade Verbindung der als grünes Kreuz eingezeichneten prädierten Flussverkettungen mit den Flussverkettungsollwerten. Durch Aufstellen der Geradengleichungen der Kanten des Sechsecks und der Flussverkettungstrajektorie kann der Schnittpunkt des Sechsecks mit der Flussverkettungstrajektorie berechnet werden, der in Richtung der Flussverkettungsollwerte führt. Auf diese Art können die Flussverkettungen $(\psi_{d,t_2}, \psi_{q,t_2})$ gefunden und mit (3.7), (4.21) und (4.22) die Sollspannung des Wechselrichter $(u_{d,t_1}^*, u_{q,t_1}^*)$ bestimmt werden.

4.3.3 Schnelle Drehmomentantwort (SDA)

Es ist ebenfalls möglich eine Trajektorie zu wählen, die die Drehmomentsollwerte so schnell wie möglich erreicht und so das dynamische Verhalten des Drehmoments verbessert. Da nach (2.27) sowohl d- als auch q-Strom drehmomentbildend wirken, wird dazu in jedem Abtastintervall der Punkt der erreichbaren Ströme bzw. Flussverkettungen ausgewählt, der dem Solldrehmoment am nächsten kommt. Diese Grundidee wurde bereits von einigen Autoren vorgeschlagen [56, 57]. Im Folgenden wird die Methode auf hoch ausgenutzte Maschinen unter Berücksichtigung der Eisensättigung und Kreuzverkopplung erweitert und ein Verfahren entwickelt, das sicherstellt, dass alle Größen immer im zulässigen Betriebsbereich verbleiben.

Wie in Abschnitt 4.2.4 aufgezeigt und in Abb. 4.8 (a) zu sehen, werden die sechs Ecken des Spannungssechsecks verwendet, um die erreichbaren Ströme (i_{d,t_2}, i_{q,t_2}) ausgehend von den prädierten Strömen (i_{d,t_1}, i_{q,t_1}) zu berechnen. Da der im Beispiel in Abb. 4.8 (a) gewählte Betriebspunkt nahe an der Stromgrenze liegt, befinden sich die Ecken der erreichbaren Ströme 4' und 5' außerhalb des zulässigen Betriebsbereichs. Um zu verhindern, dass die dynamische Trajektorie den zulässigen Betriebsbereich verlässt, müssen die erreichbaren Ströme begrenzt werden. Die in Abb. 4.8 (a) in blau eingezeichneten, zulässigen, erreichbaren Ströme ergeben sich in der Stromebene aus der Schnittmenge des Sechsecks der erreichbaren Ströme und des Stromkreises. Lineare Kürzung der außerhalb der Stromgrenze liegenden Punkte auf die Stromgrenze

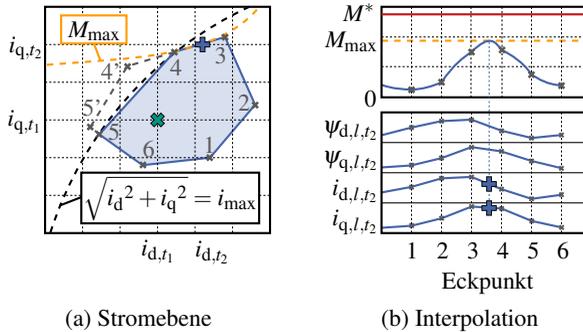


Abbildung 4.8: Strategie der schnellen Drehmomentantwort. Das Begrenzungsverfahren auf den Maximalstromkreis und die lineare Interpolation zur Bestimmung des Extremwerts des Drehmoments sind dargestellt.

ergibt die Punkte vier und fünf, die ebenfalls als graue Kreuze in Abb. 4.8 (a) eingezeichnet sind. Als Näherung werden die Punkte eins bis sechs durch Geraden miteinander verbunden, wodurch das blaue Sechseck entsteht, das unter Berücksichtigung der Spannungs- und Stromgrenze alle erreichbaren Ströme innerhalb eines Abtastintervalls enthält.

Wie im unteren Graphen in Abb. 4.8 (b) gezeigt, lässt sich das Stromsechseck auch anders darstellen. Die Werte der Ströme $(i_{d,l,t_2}, i_{q,l,t_2})$ und zugehörigen Flussverkettungen $(\psi_{d,l,t_2}, \psi_{q,l,t_2})$ sind in Abhängigkeit der Punktnummer angegeben. Mit (2.27) lässt sich für jeden Eckpunkt das Drehmoment abschätzen.

$$M_{l,t_2} = \frac{3}{2} p \cdot (\psi_{d,l,t_2} i_{q,l,t_2} - \psi_{q,l,t_2} i_{d,l,t_2}) \quad (4.23)$$

Die so berechneten Drehmomente sind im oberen Graphen in Abb. 4.8 (b) eingezeichnet. Als nächstes müssen die Ströme und Flussverkettungen berechnet werden, die zum Drehmoment M_{\max} führen und dem Soll Drehmoment M^* am nächsten kommen. Die einfache Auswahl des besten Eckpunkts ist nicht ausreichend präzise, da das Maximum des erreichbaren Drehmoments auch zwischen zwei Punkten liegen kann. Folglich muss das Drehmoment zwischen den Eckpunkten berechnet werden. Da Linien gleichen Drehmoments in der Stromebene hyperbolische Kurven bilden, genügt es dazu den Extremwert des Drehmoments zwischen den zwei Eckpunkten zu suchen, die dem Soll Drehmoment am nächsten kommen. Im Beispiel in Abb. 4.8 ist dies der Abschnitt zwischen den Punk-

ten drei und vier. Wie im unteren Graph in Abb. 4.8 (b) zu sehen, werden die Strom- und Flussverkettungsverläufe zwischen den Eckpunkten durch Geraden angenähert. Die Geradengleichungen lassen sich aufstellen, wobei im jeweiligen Abschnitt $z \in \mathbb{R}$ und $0 \leq z \leq 1$ ist. Für das Beispiel folgt damit:

$$\begin{aligned}
 i_{d,34,t_2}(z) &= i_{d,3,t_2} + z \cdot (i_{d,4,t_2} - i_{d,3,t_2}) &= i_{d,3,t_2} + z \cdot \Delta i_{d,34} \\
 i_{q,34,t_2}(z) &= i_{q,3,t_2} + z \cdot (i_{q,4,t_2} - i_{q,3,t_2}) &= i_{q,3,t_2} + z \cdot \Delta i_{q,34} \\
 \Psi_{d,34,t_2}(z) &= \Psi_{d,3,t_2} + z \cdot (\Psi_{d,4,t_2} - \Psi_{d,3,t_2}) &= \Psi_{d,3,t_2} + z \cdot \Delta \Psi_{d,34} \\
 \Psi_{q,34,t_2}(z) &= \Psi_{q,3,t_2} + z \cdot (\Psi_{q,4,t_2} - \Psi_{q,3,t_2}) &= \Psi_{q,3,t_2} + z \cdot \Delta \Psi_{q,34}
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

Die vier Geradengleichungen können in die Drehmomentgleichung (4.23) eingesetzt werden, wodurch das Drehmoment zwischen den Punkten drei und vier als Polynom zweiten Grades in Abhängigkeit von z bestimmt ist. Die Extremstelle z_{opt} lässt sich durch Ableiten nach z und Nullsetzen berechnen. Dies führt im Beispiel auf:

$$z_{\text{opt}} = \frac{i_{d,3,t_2} \cdot \Delta \Psi_{q,34} + \Psi_{q,3,t_2} \cdot \Delta i_{d,34} - i_{q,3,t_2} \cdot \Delta \Psi_{d,34} - \Psi_{d,3,t_2} \cdot \Delta i_{q,34}}{2 \cdot \Delta \Psi_{d,34} \cdot \Delta i_{q,34} - 2 \cdot \Delta \Psi_{q,34} \cdot \Delta i_{d,34}} \tag{4.25}$$

Einsetzen von z_{opt} in (4.24) liefert die Ströme (i_{d,t_2}, i_{q,t_2}) und Flussverkettungen $(\Psi_{d,t_2}, \Psi_{q,t_2})$, die in Abb. 4.8 (a) als blaues Plus eingezeichnet sind. Die benötigten Ströme und Flussverkettungen können folglich mit (4.24) und (4.25) direkt analytisch berechnet werden, was eine einfache Implementierung in digitalen Signalverarbeitungssystemen erlaubt. In der Stromebene berühren die so berechneten Ströme (i_{d,t_2}, i_{q,t_2}) die gelb gestrichelt eingezeichnete Drehmomentkurve des Drehmoments M_{max} , die dem Soll Drehmoment M^* am nächsten kommt. Mit (4.21) und (4.22) folgt die Sollspannung $(u_{d,t_1}^*, u_{q,t_1}^*)$ des Wechselrichters.

4.3.4 Kurze Zeit zu Stromsollwerten (KZS)

Die im vorigen Abschnitt beschriebene schnelle Drehmomentantwort (SDA) wählt in jedem Abtastschritt den Punkt der erreichbaren Ströme bzw. Flussverkettungen aus, der dem Soll Drehmoment am nächsten kommt. Dynamisch kann eine solche Trajektorie in ungünstigen Fällen, beispielsweise durch eine dynamisch ansteigende, rotatorisch induzierte Spannung bei Drehmomentumkehr, wie in Abschnitt 6.2.2 ausgeführt, sehr langsam sein. Um dieses Problem

zu vermeiden, wird im Folgenden eine Trajektorie vorgeschlagen, die die Zeit zu den Sollwerten minimiert. Diese Trajektorie erreicht die Sollwerte der Ströme, Flussverkettungen oder stationären Spannungen schneller als SDA, besitzt im Vergleich unter Umständen aber ein schlechteres dynamisches Drehmomentverhalten.

Um eine solche Trajektorie zu berechnen, kann das Quadrat der Dead-Beat-Spannung u_{DB}^2 benutzt werden. Die Dead-Beat-Spannung wird dabei als die Spannung definiert, die ausgehend von den erreichbaren Größen, etwa den Strömen $(i_{\text{d},l,t_2}, i_{\text{q},l,t_2})$, die Sollgrößen in einem Abtastintervall erreicht. Auch wenn aufgrund der Spannungsgrenze des Wechselrichters die Dead-Beat-Spannung nicht an die Maschine angelegt werden kann, ist u_{DB}^2 ein Maß für den zukünftigen Spannungsbedarf, der zum Erreichen der Sollwerte erforderlich ist. Ist der Spannungsbedarf klein, wird auch die Zeit zu den Sollwerten klein sein, ist er groß, wird sie groß sein. Es muss daher in jedem Abtastintervall der Punkt der erreichbaren Größen ausgewählt werden, der das kleinste Quadrat der Dead-Beat-Spannung u_{DB}^2 zu den Sollwerten besitzt.

Das prinzipielle Vorgehen ist ähnlich wie das der schnellen Drehmomentantwort aus Abschnitt 4.3.3. In jedem Abtastintervall werden mit (4.16), (4.17) und (4.18) ausgehend von den präzidierten Strömen die sechs Ecken des Spannungssechsecks benutzt, um die erreichbaren Flussverkettungen und Ströme zu berechnen. Diese sind in Abb. 4.9 (a) als Sechseck in der Stromebene abgebildet. Die Ecken 4' und 5' liegen außerhalb des Maximalstromkreises. Um zu verhindern, dass die dynamische Trajektorie den sicheren Betriebsbereich verlässt, werden die zulässigen erreichbaren Ströme aus der Schnittmenge der erreichbaren Ströme und des Maximalstromkreises berechnet. Analog wie in Abschnitt 4.3.3 werden dazu die außerhalb des Maximalstromkreises liegenden Punkte linear auf den Maximalstromkreis verschoben. Dadurch sind die in einem Abtastintervall erreichbaren Ströme und Flussverkettungen unter Berücksichtigung der Spannungs- und Stromgrenze bekannt.

Wie im unteren Graphen in Abb. 4.9 (b) gezeigt, können die Eckpunkte des Sechsecks auch in Abhängigkeit der Punktnummer dargestellt werden. Für jeden Eckpunkt lässt sich dann analog zur Berechnung in (4.9) und (4.10) das Quadrat der Dead-Beat-Spannung berechnen.

$$u_{d,l,DB} = \frac{1}{2}R(i_{d,l,t_2} + i_d^*) + \frac{\Psi_d^* - \Psi_{d,l,t_2}}{T} - \frac{1}{2}\omega(\Psi_{q,l,t_2} + \Psi_q^*) \quad (4.26)$$

$$u_{q,l,DB} = \frac{1}{2}R(i_{q,l,t_2} + i_q^*) + \frac{\Psi_q^* - \Psi_{q,l,t_2}}{T} + \frac{1}{2}\omega(\Psi_{d,l,t_2} + \Psi_d^*) \quad (4.27)$$

$$u_{l,DB}^2 = u_{d,l,DB}^2 + u_{q,l,DB}^2 \quad (4.28)$$

Dies ist im oberen Graph in Abb. 4.9 (b) dargestellt. Als nächstes müssen die Ströme (i_{d,t_2}, i_{q,t_2}) und Flussverkettungen $(\Psi_{d,t_2}, \Psi_{q,t_2})$ bestimmt werden, die das minimale Quadrat der Dead-Beat-Spannung aufweisen. Da dieser Punkt auch zwischen den Eckpunkten liegen kann, werden die Größen zwischen den Eckpunkten linear interpoliert. Im Beispiel in Abb. 4.9 befindet sich das Minimum zwischen den Ecken zwei und drei. Analog zu (4.24) lassen sich für Ströme und Flussverkettungen Geradengleichungen aufstellen und in (4.26) bis (4.28) einsetzen, was ein Polynom zweiten Grades in Abhängigkeit von $z \in \mathbb{R}$ mit $0 \leq z \leq 1$ ergibt. Die Extremstelle z_{opt} kann durch Ableiten und Nullsetzen analytisch berechnet werden. Mit den Abkürzungen

$$\begin{aligned} a_d &= \frac{R \cdot \Delta i_{d,23}}{2} - \frac{\Delta \Psi_{d,23}}{T} - \frac{\omega \cdot \Delta \Psi_{q,23}}{2} \\ b_d &= \frac{R \cdot (i_d^* + i_{d,2,t_2})}{2} + \frac{\Psi_d^* - \Psi_{d,2,t_2}}{T} - \frac{\omega \cdot (\Psi_q^* + \Psi_{q,2,t_2})}{2} \\ a_q &= \frac{R \cdot \Delta i_{q,23}}{2} - \frac{\Delta \Psi_{q,23}}{T} + \frac{\omega \cdot \Delta \Psi_{d,23}}{2} \\ b_q &= \frac{R \cdot (i_q^* + i_{q,2,t_2})}{2} + \frac{\Psi_q^* - \Psi_{q,2,t_2}}{T} + \frac{\omega \cdot (\Psi_d^* + \Psi_{d,2,t_2})}{2} \end{aligned} \quad (4.29)$$

ergibt sich die Extremstelle z_{opt} der minimalen Dead-Beat-Spannung.

$$z_{\text{opt}} = -\frac{a_d \cdot b_d + a_q \cdot b_q}{a_d^2 + a_q^2} \quad (4.30)$$

Das so berechnete Minimum (i_{d,t_2}, i_{q,t_2}) bzw. $(\Psi_{d,t_2}, \Psi_{q,t_2})$ ist in Abb. 4.9 als blaues Plus eingezeichnet. Mit (4.21) und (4.22) kann die zugehörige Sollspannung $(u_{d,t_1}^*, u_{q,t_1}^*)$ des Wechselrichters berechnet werden.

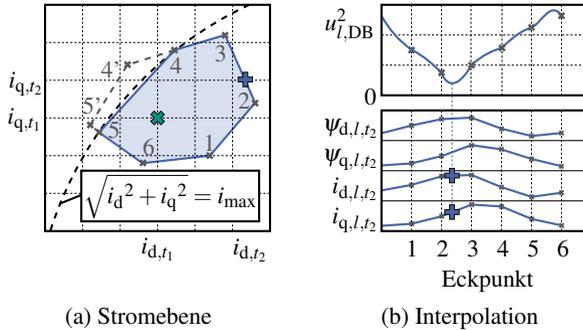


Abbildung 4.9: Strategie der kurzen Zeit zu den Stromsollwerten. Das Begrenzungsverfahren auf den Maximalstromkreis und die lineare Interpolation zur Bestimmung des Extremwerts der Dead-Beat-Spannung sind dargestellt.

4.4 Regelung von Oberschwingungen

In den Abschnitten 4.2 und 4.3 steht die Regelung der Dynamik der Maschine im Vordergrund. Im Folgenden wird der Fokus auf den stationären Betrieb und dabei vor allem auf die Regelung und Dämpfung von Oberschwingungen gelegt. Prinzipiell können Oberschwingungen der Ströme, Flussverkettungen und stationären Spannungen geregelt oder gedämpft werden. In dieser Arbeit werden allerdings ausschließlich Stromüberschwingungen betrachtet, da sich Überschwingungen der Flussverkettungen und stationären Spannungen durch analoges Vorgehen behandeln lassen. Nach der Zusammenfassung der relevanten Literatur wird die Funktionsweise des Regelverfahrens vorgestellt. Dies beinhaltet die Integration in den bestehenden Regelkreis und Maßnahmen zur Verbesserung der Dynamik.

Wenn Stromüberschwingungen präzise geregelt werden können, wird zweierlei möglich: Stromüberschwingungen können entweder gezielt gedämpft oder aktiv eingepreßt werden. Die Dämpfung von Stromüberschwingungen ist wünschenswert, da Stromüberschwingungen zu zusätzlichen Verlusten, Geräuschen, Drehmomentrippeln, Vibrationen und Instabilitäten der Regelkreise führen. In wechselrichtergespeisten Maschinen werden Stromüberschwingungen von drei Effekten verursacht:

- Takten des Wechselrichters
- Nichtlinearitäten des Wechselrichters
- Oberwellen der Maschine

Alle drei Effekte werden als Oberschwingungen in den Ausgangsspannungen des Wechselrichters bzw. den induzierten Spannungen der Maschine wirksam und resultieren so in Oberschwingungen der Strangströme. Stromoverschwingungen, die durch das Takten des Wechselrichters verursacht werden, sind unvermeidbar, weil sie sich direkt aus seinem Funktionsprinzip und dem vom Modulationsverfahren vorgegebenen Pulsmuster der IGBTs ergeben. Stromoverschwingungen aufgrund der Nichtlinearitäten des Wechselrichters und der Oberwellen der Maschine können dagegen in der Regelung berücksichtigt und gedämpft werden.

In gewissen Anwendungen ist es vorteilhaft, Stromoverschwingungen in Betrag und Phase präzise zu regeln. Da sich nach (3.6) die Flussverkettungen aus den Strömen ergeben und mit (2.27) das Drehmoment nur von den Strömen und den Flussverkettungen abhängt, können dadurch auch Drehmomentschwingungen geregelt werden. Dies lässt sich wiederum auf zwei Arten nutzen: Bei Maschinen mit hohem Oberwellenanteil können die Stromoverschwingungen so eingepreßt werden, dass das resultierende Drehmoment zeitlich konstant ist. Alternativ lassen sich Drehmomentschwingungen auch präzise regeln, um beispielsweise vom mechanischen Restsystem verursachte mechanische Schwingungen gezielt zu dämpfen.

In der Literatur finden sich zahlreiche Veröffentlichungen, die sich mit den Nichtlinearitäten des Wechselrichters und Oberwellen von Maschinen beschäftigen. Um die Nichtlinearitäten des Wechselrichters zu kompensieren, werden meist Wechselrichtermodelle eingesetzt. Die Modellparameter werden entweder aus den Datenblättern der Wechselrichter entnommen [69, 72], durch Messungen bestimmt [97], beides kombiniert [68, 98] oder Verfahren der Selbstbetriebnahme eingesetzt [99–102]. In Abhängigkeit der Modellkomplexität werden die Verriegelungszeit [69, 97–102], Zero Current Clamping [68, 72, 100] und parasitäre Kapazitätseffekte [68, 76, 100, 101] berücksichtigt. Einige Verfahren arbeiten teilweise online, um Parameter anzupassen [68, 102] oder um den Stromnulldurchgang genauer zu bestimmen [98]. Allerdings enthalten alle Wechselrichtermodelle Fehler, da es zu aufwendig ist, alle physikalischen Effekte zu berücksichtigen und entsprechende Modelle zu parametrieren. Daher wurde eine Methode vorgeschlagen, die den gesamten Spannungsfehler

des Wechselrichters in jedem Abtastintervall schätzt und im nächsten vorsteuert [66]. Der Einfluss der Nichtlinearitäten durch Eisensättigung und Oberwellen bleibt dabei unberücksichtigt, was die genaue Identifikation der Spannungsfehler verhindert. Weiterhin funktioniert das Verfahren nur präzise, wenn sich der Spannungsfehler von einem zum nächsten Abtastintervall nicht verändert, was im Allgemeinen nicht gegeben ist.

Andere Verfahren dämpfen Stromüberschwingungen, die von Oberwellen der Maschine verursacht werden. Es wurde gezeigt, dass die sechste Oberschwingung der rotororientierten dq-Ströme durch genaue Vermessung und Vorsteuerung reduziert werden kann. Das Verfahren benutzt vorab bestimmte Parametertabellen. Aufgrund der Ungenauigkeiten beim Abgleich des Rotorlagegebers ist es allerdings nicht möglich, die Parameter einer einzelnen Maschine für eine gesamte Serie baugleichen Typs zu verwenden [25]. Daher wurden Regelkonzepte entwickelt, bei denen jede Stromüberschwingung von einem einzelnen Regler kontrolliert wird. Zu diesem Zweck wurden für permanentmagnet-erregte Synchronmaschinen Filter eingesetzt [35] und die Oberschwingungen des Strangstroms einer Transversalflussmaschine mit neun parallel geschalteten PI-Reglern geregelt [103, 104]. Jeder PI-Regler kontrolliert dabei eine einzelne Oberschwingung.

Eine weitere Klasse von Regelverfahren nutzt die Tatsache, dass sich die als Spannungsfehler beschreibbaren Effekte im stationären Betrieb mit dem elektrischen Rotorwinkel γ periodisch wiederholen. Daher liegt es nahe, sie in einer Periode zu identifizieren und in der nächsten vorzusteuern. Diese Grundidee entstammt dem Gebiet der lernenden Regelverfahren. Sie heißt Repetitive Control und wurde erstmals 1975 vorgeschlagen [105]. Das Prinzip lässt sich in zahlreichen Anwendungen benutzen, was in umfassenden Übersichtsbeiträgen dokumentiert ist [106–108]. Im Gebiet der Leistungselektronik wurden Repetitive Controller zur Dämpfung von Spannungs- [109, 110] und Stromüberschwingungen [111, 112] in Netzwechselrichtern eingesetzt. In der Antriebstechnik wurde die Methode entweder benutzt, um Stromüberschwingungen zu beseitigen [67, 113–116], um gezielt Stromüberschwingungen in die Phasenströme einzuprägen [117–119] oder um die Welligkeit der Drehzahl zu reduzieren [120]. In den Arbeiten erfolgt die Identifikation der Spannungsfehler durch Proportionalverstärkungen $k_{p,d}$ und $k_{p,q}$ [67, 113–116]. Die Spannungsfehler werden dann in jedem Abtastintervall mit

$$\Delta u_d = k_{p,d} \cdot (i_d - i_d^*) \quad (4.31)$$

$$\Delta u_q = k_{p,q} \cdot (i_q - i_q^*) \quad (4.32)$$

geschätzt. Auch wenn (4.31) und (4.32) durch Einfachheit bestechen, führt ihre Anwendung aufgrund der ungenauen Schätzung der Spannungsfehler zu einer langsamen Systemantwort. Bei Maschinen mit Eisensättigung und Kreuzverkopplung kommt es durch die Nichtlinearitäten zusätzlich zu Stabilitätsproblemen, sodass die Regelung nicht im gesamten Betriebsbereich möglich ist. Die große Herausforderung bei Repetitive Controllern ist folglich, die Stabilität des Verfahrens und eine ausreichend schnelle Systemantwort in allen Betriebszuständen sicherzustellen.

Im Folgenden wird ein auf diesen Ansätzen basierendes, weiterentwickeltes Verfahren vorgestellt, das diese zentralen Probleme von Repetitive Controllern für wechselrichter gespeiste, hoch ausgenutzte, permanentmagneterregte Synchronmaschinen löst. Eine signifikante Verbesserung der Konvergenzgeschwindigkeit und Stabilität wird durch das in Abschnitt 3.2 beschriebene Identifikationsverfahren möglich. Mithilfe der Maschinenparameter des Grundwellenmaschinenmodells werden die Spannungsfehler des Wechselrichters und der Maschine unter Berücksichtigung der Eisensättigung und Kreuzverkopplung in jedem Abtastintervall sehr genau bestimmt. Die benötigten Parameter sind ohnehin zur Regelung der Dynamik der Maschine erforderlich und können problemlos für eine Serie baugleicher Maschinen verwendet werden, nachdem sie einmal bestimmt wurden. Nur in Kombination mit den vorgeschlagenen Methoden zur Speicherung und Vorsteuerung der Spannungsfehler resultiert stabiles Verhalten und eine schnelle Systemantwort im gesamten Betriebsbereich der Maschine. Um den Einsatz in der Praxis zu ermöglichen, sollen zusammenfassend folgende Anforderungen erfüllen werden:

- Das Verfahren darf nur die in feldorientierten Regelungen vorhandenen Messgrößen verwenden. Dies sind die Messwerte der Maschinenströme und des Rotorwinkels. Eine Messung der Maschinenspannungen ist nicht erforderlich.
- Oberwellenbasierte Kennfeldparameter der permanentmagneterregten Synchronmaschine oder komplexe Modelle des Wechselrichters sollen aufgrund der in der Praxis schwierigen Parametrierung nicht verwendet werden.
- Das Verfahren muss im gesamten Betriebsbereich von hoch ausgenutzten, permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit magnetisch anisotropem Rotor schnell und stabil sein. Nichtlinearitäten durch Eisensättigung, Kreuzverkopplung und Oberwellen sollen berücksichtigt werden.
- Das Verfahren soll alle Oberschwingungen regeln und dämpfen können, wobei der Wechselrichter und die Maschine bis zur physikalischen Sys-

temgrenze ausgenutzt werden. Die Fähigkeit zur Oberschwingungsregelung und -dämpfung wird damit nur durch die Taktfrequenz (bzw. das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem [121]) und die Spannungsgrenze des Wechselrichters begrenzt.

- Um den Einsatz in der industriellen Praxis zu ermöglichen, soll das Verfahren auf einfachen digitalen Signalverarbeitungssystemen wie Mikrocontrollern mit geringer Rechenzeit und begrenztem Speicher implementierbar sein.

In Kombination mit der in den Abschnitten 4.2 und 4.3 vorgestellten, hochdynamischen Trajektorienregelung kann dann selbst ein Repetitive Controller hochdynamisch ausgelegt werden. Der in Abb. 4.1 durch den Identifikations- und Speicherblock gegebene Repetitive Controller wird dazu parallel zum Trajektorienregler geschaltet.

Speicherung

Die identifizierten Spannungsfehler werden in Abhängigkeit des Rotorwinkels γ gespeichert. Dies ist möglich, da im stationären Betrieb oder bei der Regelung von Oberschwingungen alle Effekte, die die Spannungsfehler beeinflussen, zeitlich konstant sind, sich nur langsam verändern oder mit dem Rotorwinkel periodisch sind:

- Spannungsfehler der permanentmagneterregten Synchronmaschine: Im stationären Betrieb sind i_d und i_q konstant. Die Spannungsfehler $\Delta u_{d,\text{PSM}}$ und $\Delta u_{q,\text{PSM}}$ ändern sich damit nur periodisch mit dem Rotorwinkel γ .
- Spannungsfehler des Wechselrichters: Die Winkelgeschwindigkeit Ω und die Ströme i_d und i_q sind definitionsgemäß im stationären Betrieb konstant. Die Zwischenkreisspannung U_{zk} wird über Zwischenkreiskondensatoren stabilisiert und ist in guter Näherung konstant. Die Temperatur ϑ und der Alterungszustand der Bauelemente sind nur langsam veränderlich. Daher variieren auch $\Delta u_{d,\text{WR}}$ und $\Delta u_{q,\text{WR}}$ nur periodisch mit dem Rotorwinkel γ .

Beim Beschreiben des Speichers müssen die durch die Rechenzeiten verursachten Totzeiten berücksichtigt werden. Wie in Abb. 4.2 zu sehen, werden die Spannungsfehler im Abtastintervall von t_{-1} bis t_0 bestimmt. Der Winkel $\gamma_{\text{Speicherung}}$, bei dem die Spannungsfehler gespeichert werden, ist daher

$$\gamma_{\text{Speicherung}} = \frac{\gamma_{t_{-1}} + \gamma_{t_0}}{2} \quad (4.33)$$

wobei $\gamma_{t_{-1}}$ bzw. γ_{t_0} die vom Rotorlagegeber gemessenen Rotorwinkel zu den jeweiligen Zeitpunkten sind. Da die Regelung der Maschine mit digitalen Signalverarbeitungssystemen erfolgt, werden die identifizierten Spannungsfehler in Abhängigkeit diskreter Winkelstützstellen als Kennlinie gespeichert. Weil die Drehzahl der Maschine variiert, ist nicht sichergestellt, dass eine Winkelstützstelle mit $\gamma_{\text{Speicherung}}$ zusammenfällt. Da die Anzahl der Stützstellen in der Praxis aber problemlos ausreichend groß gewählt werden kann, führt die Speicherung an der Winkelstützstelle, die am nächsten an $\gamma_{\text{Speicherung}}$ liegt, zu vernachlässigbar kleinen Fehlern.

Aufgrund des Messrauschens variieren die nach (3.13) und (3.14) bei einem Winkel wiederholt identifizierten Spannungsfehler. Um die negativen Einflüsse dieser Störungen zu reduzieren, können die identifizierten Spannungsfehler bei der Speicherung gefiltert werden. Die neuen Speicherwerte $\Delta u_{d,\text{neu}}(\gamma_{\text{Speicherung}})$ und $\Delta u_{q,\text{neu}}(\gamma_{\text{Speicherung}})$ ergeben sich dann aus den alten Werten und den mit dem Faktor $k_{\text{Filter}} \in \mathbb{R}$ mit $0 \leq k_{\text{Filter}} \leq 1$ gewichteten aktuell identifizierten, verbleibenden Spannungsfehlern.

$$\Delta u_{d,\text{neu}}(\gamma_{\text{Speicherung}}) = \Delta u_d(\gamma_{\text{Speicherung}}) + k_{\text{Filter}} \cdot \Delta u_{d,t-1} \quad (4.34)$$

$$\Delta u_{q,\text{neu}}(\gamma_{\text{Speicherung}}) = \Delta u_q(\gamma_{\text{Speicherung}}) + k_{\text{Filter}} \cdot \Delta u_{q,t-1} \quad (4.35)$$

Die Filterung reduziert das Rauschen, verlangsamt aber auch die Systemantwort. Zur Verbesserung der Dynamik kann der Faktor k_{Filter} während des Betriebs dynamisch angepasst werden.

Vorsteuerung

Die im aktuellen Abtastintervall berechnete Sollspannung wird erst im Zeitintervall von t_1 nach t_2 aktiv. In der Zeit von t_0 bis zur Mitte des Abtastintervalls, in dem die Sollspannung aktiv wird, dreht sich der Rotor weiter. Der Winkel $\gamma_{\text{Vorsteuerung}}$, bei dem der Speicher ausgelesen wird, wird daher unter der Annahme einer in diesem Zeitbereich konstanten Kreisfrequenz ω mit

$$\gamma_{\text{Vorsteuerung}} = \gamma_{t_0} + \frac{3}{2} \omega T \quad (4.36)$$

prädiziert. Da im Allgemeinen der Rotorwinkel $\gamma_{\text{Vorsteuerung}}$ nicht mit einer Winkelstützstelle zusammenfällt, werden die aus dem Speicher gelesenen Spannungsfehler $\Delta u_d(\gamma_{\text{Vorsteuerung}})$ und $\Delta u_q(\gamma_{\text{Vorsteuerung}})$ durch lineare Interpolation der benachbarten Werte berechnet. Wie in Abb. 4.1 gezeigt, werden die Span-

nungsfehler zur Sollspannung des Trajektorienreglers addiert bevor die Summe auf die sechseckförmige Spannungsgrenze des Wechselrichters gekürzt wird. Ein klassischer Pfad mit Rückrechnung wird als Anti-Windup-Maßnahme verwendet, was zur besseren Lesbarkeit in Abb. 4.1 nicht eingezeichnet ist.

Durch Speicherung und Vorsteuerung der Spannungsfehler in jedem Abtastintervall verändert sich der Speicherinhalt im quasi-stationären Betrieb nach wenigen elektrischen Perioden nicht mehr. Die gemessenen Ströme entsprechen dann präzise den über den Rotorwinkel γ vorgegebenen Sollwerten. Sind die Sollwerte konstant, werden Stromüberschwingungen eliminiert. Enthalten die Sollwerte selbst Oberschwingungen, werden sie phasen- und amplitudenrichtig eingeregelt. Aus regelungstechnischer Sicht entspricht der Speicher der Spannungsfehler einem rotorwinkelabhängigen I-Anteil.

Der Algorithmus konvergiert für alle mit dem elektrischen Rotorwinkel γ periodischen Prozesse. Das Verfahren kann somit alle Frequenzen, die ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz sind, entweder aktiv dämpfen oder phasen- und amplitudenrichtig regeln.

Dynamik

Das schlechte dynamische Verhalten des vorgestellten Verfahrens ist offensichtlich. Die identifizierten Spannungsfehler werden im besten Fall erst nach Ablauf einer elektrischen Periode vorgesteuert, wenn der Rotor wieder den gleichen Rotorwinkel erreicht. Die Dynamik kann deutlich verbessert werden, wenn der Speicher nach Veränderung der Sollwerte intelligent initialisiert wird. In der Praxis enthalten die Spannungsfehler im dq-System dominant 6-fache Oberschwingungen der Grundfrequenz. Dieses Wissen kann benutzt werden, um die dynamische Systemantwort durch zwei Maßnahmen zu verbessern:

- Während des dynamischen Betriebs und des ersten Sechstels der elektrischen Periode, nach der die Sollwerte wieder konstant sind, wird der Speicher überbrückt und die identifizierten Spannungsfehler direkt zur Vorsteuerung verwendet. Das beschleunigt die Systemantwort, führt aber auch zu Vorsteuerfehlern, die sich während des dynamischen Betriebs als tolerierbar erweisen.
- Da 6-fache Oberschwingungen in der Praxis dominieren, werden die identifizierten Spannungsfehler des ersten Sechstels der elektrischen Periode nicht an einem, sondern bei sechs Winkeln mit $l \in \{1,2,3,4,5,6\}$ gespeichert.

$$\gamma_{\text{Vorsteuerung},l} = \gamma_{\text{Vorsteuerung}} + \frac{2\pi l}{6} \quad (4.37)$$

Werden bei hohen Drehzahlen Winkelstützstellen übersprungen, werden ihre Initialisierungswerte durch lineare Interpolation der bereits identifizierten Spannungsfehler berechnet. Dadurch ist der Speicher nach einem Sechstel der elektrischen Periode vollständig initialisiert.

Zur Verbesserung der Übersichtlichkeit sind die Maßnahmen zur Verbesserung der Dynamik nicht in Abb. 4.1 eingezeichnet.

Die experimentelle Untersuchung der Stromüberschwingungsregelung und -dämpfung sowie das dynamische Verhalten des beschriebenen Repetitive Controllers werden in Abschnitt 6.3 behandelt.

5

Versuchsaufbau

Zur Durchführung der in Kapitel drei beschriebenen Parameteridentifikation und der Erprobung der in Kapitel vier vorgestellten Regelverfahren wurde der in Abb. 5.1 gezeigte Prüfstand entwickelt und aufgebaut. Er besteht aus einem PC zur automatisierten Steuerung und Betriebsführung, zwei Schaltschränken und einem Maschinensatz. In den Schaltschränken sind die Leistungselektronik, Messtechnik sowie die vollständig am Elektrotechnischen Institut (ETI) entwickelte und gefertigte Signalverarbeitung eingebaut. In Dissertationen am ETI wurden bereits mehrere Motorprüfstände ähnlicher Bauart aufgebaut [13, 91]. Der in dieser Arbeit verwendete Prüfstand entstand im Rahmen mehrerer studentischer Arbeiten [122, 123], sodass der mechanische Aufbau und die Leistungsteile übernommen werden konnten. Im Laufe der Arbeit wurde die Prüfmaschine getauscht, die Signalverarbeitung in Hard- und Software vollständig überarbeitet und der Prüfstand fertiggestellt. In diesem Kapitel werden die einzelnen Komponenten vorgestellt und Besonderheiten beschrieben.

5.1 Maschinensatz

Der Prüfling ist eine permanentmagneterregte Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten vom Typ *HSM1-6.17.12-Co1* des Herstellers *Brusa*, die als Traktionsantrieb in Elektrofahrzeugen eingesetzt wird [D2]. Die Maschine besitzt mit $0,9 \text{ kg kW}^{-1}$ eine hohe Dauerleistungsdichte, was auf die hohe Ausnutzung und die Verwendung von Kobalt-Eisen-Elektroblech mit Sättigungsflussdichten

von bis zu 2,35 T zurückzuführen ist. Die wichtigsten Kenndaten der Maschine sind in Tab. 5.1 zusammengestellt. Nominalwerte bezeichnen dabei den zulässigen Dauerbetrieb und Maximalwerte, mit Ausnahme der Drehzahl, den Überlastbetrieb, der nur kurzzeitig zulässig ist, um die Maschine thermisch nicht zu überlasten. Der Stator der Maschine ist mit einem Wasser-Glykol-Gemisch flüssigkeitsgekühlt. Die Kühlflüssigkeit wird von einer Pumpe durch den Kühlmantel der Maschine und einen mit einem Lüfter versehenen Wärmeübertrager getrieben. Die Durchflussmenge, die Kühlmitteltemperatur und die Lüfterdrehzahl werden über ein Display eingestellt und über einen Mikrocontroller geregelt [124]. Der Prüfling wird strom- und damit drehmomentgeregelt betrieben. Wie in Abb. 5.2 gezeigt, ist die Steckwelle des Prüflings über eine Spannringnabe und eine Lamellenkupplung mit einem Drehmomentmessflansch verbunden. Über eine weitere Spannringnabe ist die Asynchronmaschine 2SB3-16.D-50l.44 von Wittur Electric starr angekoppelt [D3]. Wie in Tabelle 5.1 zusammengefasst, besitzt sie ähnliche Kenndaten wie der Prüfling, sodass dieser im gesamten Betriebsbereich erprobt werden kann. Die Asynchronmaschine dient als drehzahlgeregelter Lastmaschine.



Abbildung 5.1: Verwendeter Motorprüfstand. Zu sehen sind der Maschinensatz, der PC zur Bedienung und die zwei Schaltschränke, die jeweils Leistungselektronik, Signalverarbeitung und Messtechnik beinhalten.

Parameter	Einheit	PSM		ASM	
		nom.	max.	nom.	max.
Strom	A	169	300	103	374
Drehmoment	Nm	130	220	143	520
Drehzahl	min ⁻¹	4000	11000	4000	10000
Leistung	kW	57	97	60	218
Außenleiterspannung	V		212		400
Polpaarzahl	-		3		2
Strangwiderstand (20 °C)	mΩ		10,5		78,7
Gewicht	kg		51,5		265
Trägheitsmoment	kg m ²		0,06		0,08

Tabelle 5.1: Kenndaten der verwendeten Maschinen

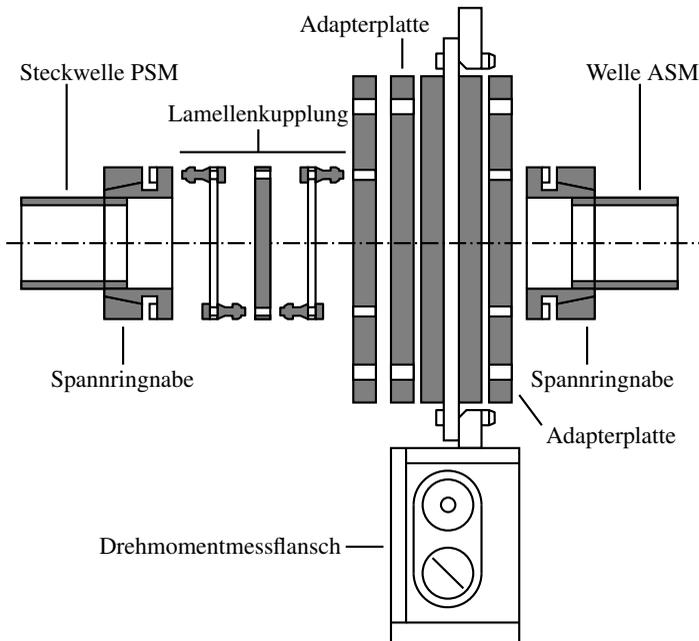


Abbildung 5.2: Aufbau der mechanischen Verbindung von Prüfling (PSM) und Lastmaschine (ASM) (vgl. [S8]).

5.2 Leistungselektronik

Der Prüfstand wird, wie in Abb. 5.3 zu sehen, aus dem 50 Hz Netz mit 400 V versorgt. Die Netzspannung wird über einen aktiven Netzumrichter (Active Front End) auf die Zwischenkreisspannung 1 von 680 V gleichgerichtet, welche mit Zwischenkreiskondensatoren mit einer Kapazität von 12,4 mF stabilisiert ist. Die asynchrone Lastmaschine wird über einen Wechselrichter aus dem Zwischenkreis 1 versorgt. Da die Nennspannung des Prüflings eine niedrigere Spannung erfordert, wird die Zwischenkreisspannung 1 von einem DC/DC-Wandler auf die Zwischenkreisspannung 2 auf 300 V heruntersgesetzt und mit Kondensatoren einer Kapazität von 3 mF stabilisiert. Über einen zweiten Wechselrichter wird der Prüfling aus dem Zwischenkreis 2 versorgt. Wie in Abb. 5.1 gezeigt, sind die beschriebenen Komponenten in zwei Schaltschränken eingebaut.

Alle vier leistungselektronischen Schaltungen sind mit Modulen des Herstellers *Semikron* vom Typ *SKiiP 513GD122* mit maximalen Sperrspannungen von 1200 V und maximalen Kollektorströmen von 500 A aufgebaut [D4]. Drei Kompensationsstromwandler zur Ausgangstrommessung, eine Spannungsmessung der DC-Spannung, ein Temperaturfühler, die Gate-Treiberschaltungen und mehrere Sicherheitsschaltungen zum Schutz des Moduls sind bereits integriert.

5.3 Signalverarbeitung

Die Signalverarbeitung des Prüfstands besteht aus einem am ETI entwickelten DSP-System, das in den nächsten Abschnitten vorgestellt wird und dessen Gesamtstruktur in Abb. 5.4 gezeigt ist. Alle Platinen werden in ein 19" Rack eingeschoben, das über eine Bus-Platine auf der Rückseite verfügt und die Kommunikation über einen 16 Bit Parallelbus erlaubt. In beiden Schaltschränken übernimmt jeweils ein DSP die Rolle des Bus-Masters. Die DSPs sind über je eine USB-Verbindung mit dem Prüfstands-PC verbunden. Über ein am ETI entwickeltes Monitorprogramm basierend auf *LabVIEW* von *National Instruments* wird der Prüfstand gesteuert [125]. Das Monitorprogramm ermöglicht das Aufspielen der Betriebssoftware der DSPs und die Vorgabe beliebiger Sollwerte. Alle Mess- und DSP-internen Größen können in Anzeigen oder Graphen in Echtzeit visualisiert und die zugehörigen Daten gespeichert werden. Beliebige, komplexe Messabläufe lassen sich mit *LabVIEW* als Messroutinen erstellen und von der Anlage automatisiert ausführen. Dies erleichtert die Durchführung der Messungen der Parameteridentifikation und Validierung der Regelverfahren si-

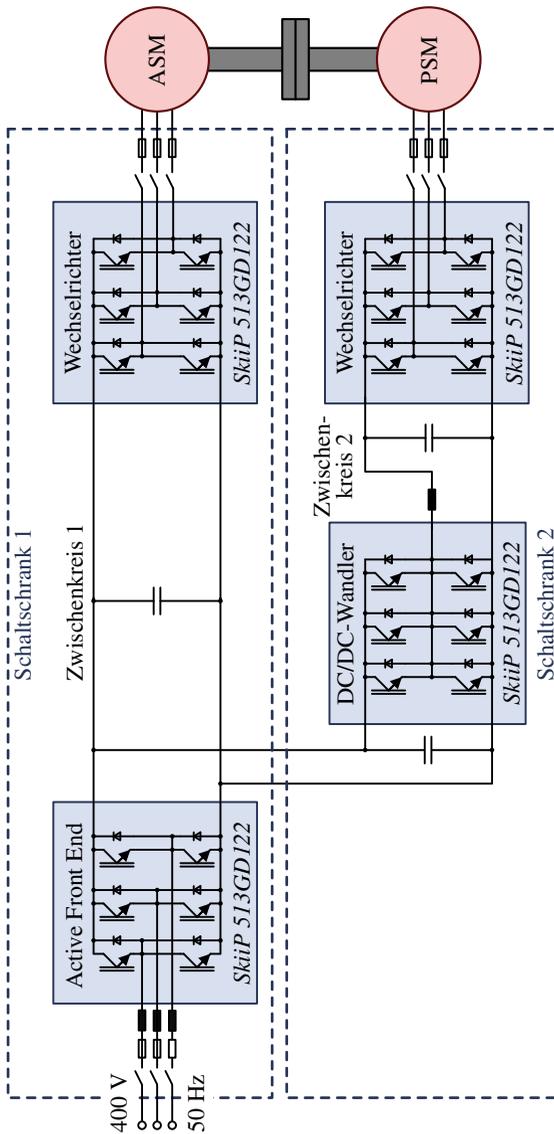


Abbildung 5.3: Schaltplan der Leistungselektronik (vgl. [13])

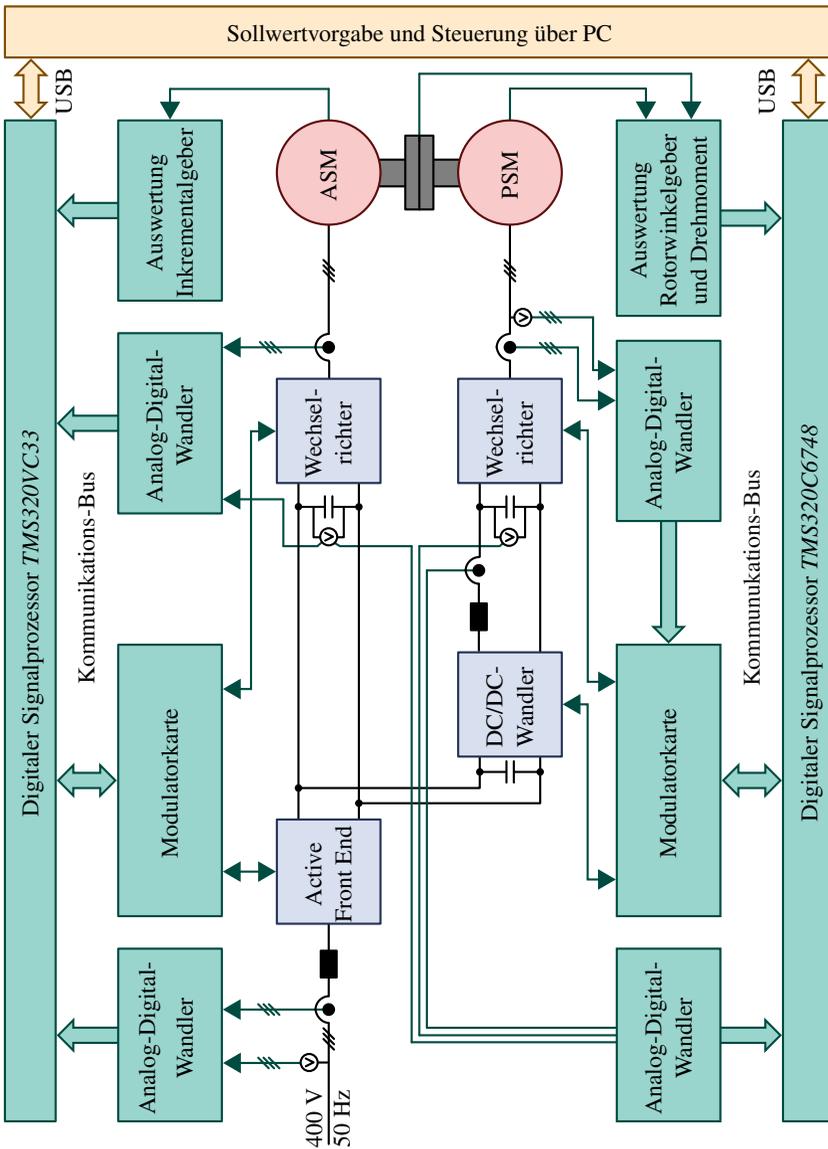


Abbildung 5.4: Strukturbild der Signalverarbeitung (vgl. [13])

gnifikant, da mit dem Prüfstand zahlreiche Messungen in kurzer Zeit automatisiert durchgeführt werden können.

Digitale Signalprozessoren

Die digitalen Signalprozessoren (DSPs) übernehmen die Betriebsführung im jeweiligen Schaltschrank. Dazu werden alle sicherheitskritischen Messgrößen (Spannungen, Ströme, Temperaturen, Drehzahlen) auf Grenzwerte und die Kommunikation zwischen DSP und Modulatorkarte überwacht, um die Anlage im Fehlerfall sicher abzuschalten. Weiterhin werten die DSPs alle Signale zur Anlagensteuerung aus, die entweder über mechanische Taster an den Frontblenden oder über den PC vorgegeben werden können. Statusleuchten und analoge Anzeigeinstrumente zeigen den Betriebszustand an. Die wesentliche Aufgabe der DSPs besteht in der Berechnung der Regelalgorithmen der leistungselektronischen Schaltungen. So berechnet der DSP in Schaltschrank 1 die Regelung des Active Front End und des Wechselrichters der asynchronen Lastmaschine. Der DSP in Schaltschrank 2 führt die Regelung des DC/DC-Wandlers und des Wechselrichters des Prüflings aus. Zu diesem Zweck sind in Schaltschrank 1 ein DSP von *Texas Instruments* vom Typ *TMS320VC33* [D5, 126] und in Schaltschrank 2 die leistungsfähigere Version vom Typ *TMS320C6748* [D6, 127] eingebaut. Für die Regelung des Prüflings werden die Maschinenparameter benötigt. Diese sind durch die Funktionen f_ψ und f_ψ^{-1} gegeben und in Abb. 3.5 und 3.6 gezeigt. Die Kennfelder werden bei einer Maschinentemperatur von 60 °C aufgenommen, da dann das Vorheizen der Maschine nur wenige Stunden dauert und der Temperaturunterschied zur Umgebungsluft so groß ist, dass Kühlphasen während der Messung hinreichend kurz sind. Zur Kennfeldmessung wird eine Drehzahl von 1000 min^{-1} verwendet, weil einerseits die rotatorisch induzierte Spannung dann so groß ist, dass sie gut gemessen werden kann und andererseits Verfälschungen durch Eisenverluste klein sind. Im DSP sind die Funktionen f_ψ und f_ψ^{-1} als Kennfeldtabellen in einem externen SD-RAM gespeichert. Da der externe Speicher ausreichend groß ist, werden die Kennfelder in einem Raster von 4 A sehr engmaschig abgetastet, sodass sie in Summe einen Speicherplatz von ca. 1 MB belegen. In industriellen Anwendungen lässt sich der Speicherbedarf durch gröbere Abtastung des Kennfelds auf wenige Kilobyte reduzieren. Die Spannungsfehler werden als Kennlinien mit 120 Stützstellen des elektrischen Rotorwinkels direkt im internen Speicher des DSPs abgelegt. Bei Speicherung als Fließkommazahlen mit 32 Bit erfordert dies einen vernachlässigbaren, zusätzlichen Speicherbedarf von 960 Byte.

Die Betriebssoftware der DSPs wird automatisiert, modellbasiert mittels Codegenerierung aus *Matlab Simulink* generiert [13]. Dabei übersetzt der *Simulink-Coder* das Modell zunächst in C, woraus ein Compiler die Boot-Datei der DSPs erzeugt. Dies beschleunigt die Entwicklung und stellt sicher, dass die in Simulationen und Prüfstandsmessungen verwendete Software stets identisch ist.

Modulatorkarten

Jeder Schaltschrank besitzt eine Modulatorkarte, die mit einem leistungsfähigen FPGA bestückt ist. Dieser verfügt über eine ausreichende Anzahl I/O-Pins, um Ansteuersignale für Schütze, Status-LEDs und die Gatesignale der Halbleiter bereitzustellen. Die Gatesignale werden über einen Modulator mit Dreieckszähler erzeugt [13]. Die Dauer eines Dreiecks beträgt $T = 125 \mu\text{s}$, was einem Abtastintervall und einer Taktfrequenz der Leistungshalbleiter von $f_T = 8 \text{ kHz}$ entspricht. Die Modulatorkarte erzeugt über den Dreieckszähler weiterhin ein Interrupt-Signal, das alle Messkarten zeitgleich triggert und die Berechnungen im DSP anstößt.

In Schaltschrank 1 ist eine Modulatorkarte eingebaut, die auf dem FPGA des Typs *EP1C6T144C8N* von *Altera* basiert. Sie besitzt 5980 Logikzellen, 98 I/O Pins und eine Taktfrequenz von 100 MHz [91, D7]. Schaltschrank 2 besitzt die neuere Version des Typs *EP4CE40F23C6N* von *Altera* mit 39600 Logikzellen, 328 I/O Pins und wird mit 120 MHz betrieben [D8, 128]. Wie in Abb. 5.4 zu sehen, kann diese Modulatorkarte außerdem direkt mit A/D-Wandler-Karten kommunizieren, um den Kommunikations-Bus zu entlasten. Beide FPGAs werden über VHDL-Projekte konfiguriert, die mit *Altera Quartus* erstellt werden.

A/D-Wandler

Mit den am ETI entwickelten A/D-Wandler-Platinen können bis zu vier analoge Spannungssignale im Bereich von -10 V bis 10 V mit einer Frequenz von 1,5 MHz abgetastet und in 12 Bit Digitalwerte gewandelt werden. Zu diesem Zweck kommt der CMOS-Baustein *THS1206* von *Texas Instruments* zum Einsatz [D9, 129].

Zur Vorverarbeitung der Messwerte und Kommunikation mit dem Kommunikations-Bus befindet sich auf der A/D-Wandler-Platine ein FPGA. Dieser berechnet einerseits den Mittelwert des Spannungssignals des Abtastintervalls und andererseits den Momentanwert, der zur Rauschunterdrückung aus acht Messwerten gebildet wird, wobei vier Werte vor und vier Werte nach dem Beginn des Abtastintervalls liegen. Durch die Überabtastung mit acht Werten

besitzt das Ergebnis der A/D-Wandlung bis zu $\log_2(8) = 3$ Bit mehr, sodass die digital gewandelten Werte dem DSP stets als 15 Bit Werte übergeben werden. Die tatsächlich erreichte Genauigkeit wird durch die Überabtastung allerdings nur um $\lfloor \frac{\log_2(8)}{2} \rfloor = 1$ Bit erhöht [130], sodass die Auflösung der gewandelten Werte 13 Bit beträgt. Der FPGA wird über ein VHDL-Projekt über *Altera Quartus* programmiert.

Um Offsetfehler bei der Messung mit den A/D-Wandler-Platinen zu vermeiden, wird der Offset aller Messkanäle im Rahmen der Einschaltoutine des Prüfstands automatisch per Software abgeglichen.

5.4 Messtechnik

Strommessung

Die Netzströme, die Strangströme des DC/DC-Wandlers, der Asynchronmaschine und der permanentmagneterregten Synchronmaschine werden mit den in den *SKiiP* Modulen eingebauten Kompensationsstromwandlern gemessen. Diese setzen einen maximalen Strom im Bereich von -625 A bis 625 A in ein Spannungssignal von -10 V bis 10 V um [D4], das, wie im vorigen Abschnitt erläutert, mit den A/D-Wandler-Platinen als Momentanwert abgetastet, digitalisiert und so dem DSP zur Verfügung gestellt wird. Nach der Digitalisierung durch die A/D-Wandler-Platine ergeben sich für die Strommessung damit Quantisierungsstufen von $152,6$ mA/Bit.

Die absolute Genauigkeit der Strommessung ist geringer. Bei Nennstrom der Maschine und einer Modultemperatur von 85 °C beträgt der maximale, absolute Messfehler $4,52$ A bzw. $1,9$ % des Nennstroms der Maschine [D10]. Da die Strommessung bei der Inbetriebnahme des Prüfstands abgeglichen wurde, ist der tatsächliche Messfehler kleiner. Dies wurde mit einem zweiten Messsystem überprüft. Weiterhin ist die absolute Genauigkeit der Strommessung für die in dieser Arbeit durchgeführten Analysen von untergeordneter Bedeutung. Sowohl bei hochdynamischen als auch bei Oberschwingungsmessungen ist zum Nachweis der Funktionsfähigkeit und Beurteilung der entwickelten Regelverfahren nur die relative Lage der im Messintervall erfassten Strommesspunkte zueinander entscheidend.

	Messbereich	Quantisierungsstufe
Netzspannungen	± 670 V	163,6 mV/Bit
Zwischenkreisspannungen	± 870 V	212,4 mV/Bit
Leiterspannungen PSM	± 1000 V	244,1 mV/Bit

Tabelle 5.2: Messbereiche und Quantisierungsstufen der Spannungsmessung

Spannungsmessung

Zusätzliche Einschubkarten mit quasipotentialgetrennten Operationsverstärkerschaltungen reduzieren die Netzspannungen, die Zwischenkreisspannungen und die Leiterspannungen der permanentmagneterregten Synchronmaschine auf den Bereich der Eingangsspannungen der A/D-Wandler-Platinen. Über Vorwiderstände kann die Verstärkung je nach Funktion angepasst werden. Damit ergeben sich die in Tabelle 5.2 gezeigten, unterschiedlichen Messbereiche und Quantisierungsstufen. Die Leiterspannungen der Asynchronmaschine werden nicht benötigt und daher nicht gemessen. Die Spannungsmessungen wurden bei der Inbetriebnahme des Prüfstands abgeglichen und die Messergebnisse, wie am Ende des Abschnitts ausgeführt, mit einem zweiten Messsystem überprüft.

Rotorwinkel- und Drehzahlmessung

Sowohl die Asynchronmaschine als auch die permanentmagneterregte Synchronmaschine sind mit optischen Inkrementalwertgebern zur Erfassung des Rotorwinkels und der Drehzahl ausgestattet. Die Asynchronmaschine besitzt den Geber *ROD 436* von *Heidenhain* mit 1024 Strichen pro mechanischer Umdrehung und einer Referenzmarke über die nach maximal einer mechanischen Umdrehung die Absolutposition bekannt ist [D11]. Mit einer Einschubkarte werden die Geberspuren von einem FPGA mittels Vierfachauswertung analysiert, wobei ein kombiniertes Verfahren aus Frequenzzählung und Periodendauerermessung zum Einsatz kommt. Dieses berechnet einerseits den Rotorwinkel und andererseits die Anzahl der Pulse pro Sekunde, die vom DSP in die Drehzahl umgerechnet wird [131]. Der Geber der Asynchronmaschine löst bei Vierfachauswertung mechanische Winkel in $0,09^\circ$ Schritten auf. Durch ein zeitmessungsbasiertes Extrapolationsverfahren des Rotorwinkels wird die Genauigkeit des Gebers rechnerisch weiter erhöht.

Die permanentmagneterregte Synchronmaschine arbeitet mit einem optischen Absolutwertgeber *RPS048-C* der *VOGT electronic AG* mit 48 Stufen je elektri-

scher Umdrehung. Der Geber gibt den aktuellen Rotorwinkel über ein paralleles 6 Bit Signal nach Anforderung sowie zwei Inkrementalspuren kontinuierlich aus. Damit erreicht der Geber theoretisch eine mechanische Auflösung von $2,5^\circ$. Allerdings sind sowohl die Inkremental- als auch die Absolutwertspuren einem signifikanten Jitter unterworfen. Daher scheitern zeitmessungsbasierte Extrapolationsverfahren, die die Gebergenauigkeit ausreichend erhöhen würden, um die präzise Stromregelung zu ermöglichen. Zur Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine wird deshalb der mechanisch starr angekoppelte Geber der Asynchronmaschine verwendet.

Drehmomentmessung

Wie in Abb. 5.2 gezeigt, befindet sich zwischen beiden Maschinen ein Drehmomentmessflansch. Der Messflansch der *Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH* vom Typ *T10F* mit einem Nennmoment von 500 Nm [D12] stellt je ein drehmomentproportionales Spannungs- und Frequenzsignal bereit. Zur Auswertung im DSP wird aufgrund der höheren Genauigkeit ausschließlich das Frequenzsignal benutzt. Das Frequenzsignal ist im Leerlauf als Rechtecksignal mit einer Frequenz von 10 kHz ausgeführt, dessen Frequenz sich bei Erreichen der positiven und negativen Nennwerte um ± 5 kHz verändert. Mithilfe der identischen Einschubkarte, die auch zur Auswertung der Inkrementalwertgeber eingesetzt wird, werden die Pulse mittels Einfachauswertung gezählt und der Wert an den DSP übergeben, der daraus das Drehmoment berechnet. Durch die Genauigkeit des Drehmomentmessflanschs und der nachgelagerten Messkette werden die Drehmomente so mit einer Auflösung von 2 Nm erfasst.

Überprüfung der Messergebnisse

Um die Messergebnisse des DSP-Systems zu überprüfen, wurde eine zweite Messkette bestehend aus drei Kompensationsstromwandlern *LEM IT 1000-S/SP1 ULTRASTAB* der Firma *LEM* [D13] und dem Präzisions-Leistungsmessgerät *Yokogawa WT3000* aufgebaut [D14]. Strom-, Spannungs-, Winkel- und Drehzahlmesswerte der permanentmagneterregten Synchronmaschine wurden mit einer Frequenz von 200 kHz abgetastet, gespeichert und mit den parallel aufgenommenen Messergebnissen des DSP-Systems verglichen. Abweichungen zwischen beiden Messsystemen sind klein und treten nur in Höhe der Messungenauigkeiten der jeweiligen Messketten auf [S8]. In Kapitel sechs werden daher ausschließlich Messergebnisse vorgestellt, die mit dem DSP-System aufgenommen wurden.

6

Messergebnisse

Dieses Kapitel enthält die wichtigsten experimentellen Ergebnisse, die durch Erprobung der entwickelten Verfahren mit dem in Kapitel fünf beschriebenen Versuchsaufbau entstanden sind. Die getroffenen Annahmen und verwendeten Näherungen der in Kapitel zwei beschriebenen Modellbildung der Maschine führen zu Modellfehlern. Da die in Kapitel vier entwickelten Regelverfahren auf dem Modell der Maschine aufbauen, sind zunächst eine Abschätzung der entstehenden Modellfehler und eine messtechnische Validierung des Modells erforderlich. Im Anschluss werden die Messergebnisse der Trajektorienregelung vorgestellt. Mess- und Simulationsergebnisse der unterschiedlichen Trajektorien werden verglichen, die Unterschiede im Detail diskutiert und spezifische Vor- und Nachteile bei unterschiedlichen Sollwertänderungen herausgearbeitet. Die Ergebnisse der Oberschwingungsregelung und -dämpfung werden abschließend präsentiert und die Funktionsweise im gesamten Drehmoment-Drehzahl-Bereich nachgewiesen.

6.1 Modellvalidierung

6.1.1 Abschätzung der Modellfehler

Grundsätzlich lassen sich die Modellfehler in zwei Kategorien einteilen:

- Sie entstehen durch die zeitdiskrete Annäherung der zeitkontinuierlichen Differentialgleichung mit der Trapezregel.

- Ferner verursachen betriebsbedingte Variationen des ohmschen Widerstands und der Flussverkettungen Parameterfehler.

Im Folgenden werden beide Fehlerursachen detailliert beleuchtet und die resultierenden Modellfehler abgeschätzt.

Trapezregel

Wie in Abb. 2.9 gezeigt, werden mit der Trapezregel die Zeitverläufe der Ströme und Flussverkettungen zwischen zwei Abtastzeitpunkten durch Geradenstücke angenähert. Der entstehende Fehler kann abgeschätzt werden.

Ströme treten in den Systemgleichungen (2.11) und (2.12) nur bei der Berechnung des ohmschen Spannungsabfalls auf. Zur Bestimmung des maximalen Modellfehlers durch die nichtlineare Stromentwicklung wird bei Stillstand der Maschine unter Vernachlässigung des dynamischen ohmschen Spannungsabfalls der Strom der d-Achse innerhalb eines Abtastintervalls von 0 A auf den Maximalwert von 425 A erhöht. Als wirksame Induktivität wird der kleinste Wert der differentiellen Induktivität des Prüflings von konstant 16,5 μH verwendet. Der Unterschied zwischen der präzisen, nichtlinearen Berechnung des Stromverlaufs und der Modellrechnung mit Vernachlässigung des dynamischen ohmschen Spannungsabfalls beträgt 5,6 A bzw. 1,3 % der Stromänderung. Da die im realen Betrieb wirksamen Induktivitäten deutlich größer sind, ist der tatsächliche Fehler stets niedriger. Aufgrund des kleinen ohmschen Strangwiderstands des Prüflings ist es folglich zulässig, den dynamischen ohmschen Spannungsabfall zu vernachlässigen.

Bei den Flussverkettungen verhält sich dies grundlegend anders. In den Systemgleichungen treten Flussverkettungen als induzierte Spannungen auf, die entweder durch Stromänderungen oder durch Rotordrehung verursacht werden. Beim verwendeten Prüfling darf der dynamische Anteil der rotatorisch induzierten Spannung nicht vernachlässigt werden, was exemplarisch für den Nennpunkt bei 130 Nm und 4200 min^{-1} in Abb. 6.1 (a) gezeigt ist. Die zugehörigen Ströme sind im Graphen mit einem schwarzen Kreuz markiert. Farblich kodiert dargestellt ist der Anteil der dynamischen rotatorischen Spannung an der Nennspannung für alle innerhalb eines Abtastintervalls erreichbaren Ströme unter Berücksichtigung der Spannungsgrenze des Wechselrichters bei einem Rotorwinkel von 15° . Der maximale Anteil beträgt schon bei den im Beispiel verwendeten moderaten Drehzahlen 17,9 %. Der Anteil steigt mit zunehmender Drehzahl und darf daher nicht vernachlässigt werden, auch wenn dies häufig getan wird [53–58].

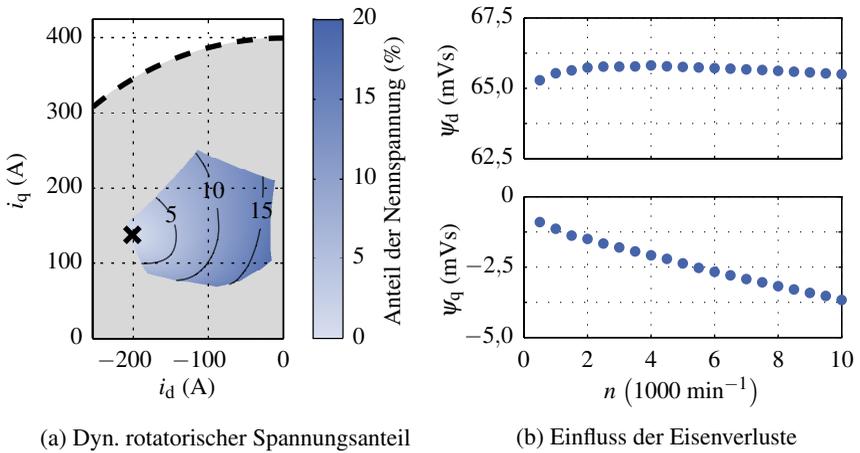


Abbildung 6.1: Abschätzung der Modellfehler. Die dynamische rotorische Spannung kann selbst im Nennpunkt einen deutlichen Anteil der Nennspannung ausmachen und darf daher nicht vernachlässigt werden (a). Der Einfluss der Eisenverluste ist dagegen klein (b).

Es ist allerdings zulässig, die Veränderung der Flussverkettung im Abtastintervall linear anzunehmen. Der durch die lineare Näherung entstehende Fehler wird anhand einer Zeitschrittsimulation nach oben abgeschätzt. Der Zeitverlauf der Flussverkettungen wird umso nichtlinearer, je höher die Drehzahl und die Flussverkettungsänderung ist. In einer Simulation wird das Drehmoment der Maschine bei der Maximaldrehzahl von $11\,000\text{ min}^{-1}$ innerhalb eines Abtastintervalls von 0 auf den Maximalwert von 220 Nm aufgebaut. Ein solcher Drehmomentsprung lässt sich aufgrund der Spannungsgrenze des Wechselrichters an der realen Maschine nicht umsetzen und dient in der Fehlerabschätzung als Worst-Case-Szenario. Die präzise Simulation liefert einen um $11,8\text{ A}$ größeren Strombetrag als die Näherungslösung der Trapezregel, was $2,8\%$ der Höhe des Stromsprungs entspricht. Im realen Betrieb sind die Modellfehler der Trapeznäherung der Flussverkettungen deutlich kleiner, typische relative Fehler der Stromprädiktion betragen weniger als 1% der Höhe des Stromsprungs.

Parameterfehler

Neben der Zeitdiskretisierung führen auch Abweichungen der Modellparameter von den tatsächlichen Werten der Maschine zu Modellfehlern. Parameterfehler entstehen dabei dominant durch drei Effekte: die Temperaturabhängigkeit des ohmschen Strangwiderstands, die Temperaturabhängigkeit der in ψ_d enthaltenen Permanentmagnetflussverkettung und Eisenverluste. Die drei Effekte werden im Folgenden getrennt voneinander behandelt und die entstehenden Modellfehler abgeschätzt.

Die Temperaturabhängigkeit des Leiterwerkstoffs Kupfer, aus dem die Statorwicklungen der Maschine aufgebaut sind, ist seit langem bekannt [86]. Rechnerisch lässt sich die Variation des Strangwiderstands mit

$$R(\vartheta) = R_{\vartheta_{20}} \cdot \left(1 + \frac{3,9 \cdot 10^{-3}}{\text{K}} \cdot (\vartheta - \vartheta_{20}) \right) \quad (6.1)$$

annähern. Dabei bezeichnet $R_{\vartheta_{20}}$ den in Tabelle 5.1 angegebenen Strangwiderstand bei der Temperatur $\vartheta_{20} = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ und ϑ die Wicklungstemperatur. Bei der zulässigen Maximaltemperatur von $180 \text{ }^\circ\text{C}$ erhöht sich der Strangwiderstand um $6,6 \text{ m}\Omega$ und damit um ca. 62% . Bei Maximalstrom führt diese Widerstandserhöhung zu einem zusätzlichen ohmschen Spannungsabfall von $2,8 \text{ V}$, was nur $1,6 \%$ der Nennspannung entspricht. Aufgrund des kleinen ohmschen Strangwiderstands spielt dessen Temperaturabhängigkeit daher eine untergeordnete Rolle.

Mit steigender Temperatur fällt die Remanenzflussdichte der im Rotor eingebauten Permanentmagnete. Der Temperaturkoeffizient unterscheidet sich je nach Zusammensetzung der Legierung des Magnetmaterials und kann den Datenblättern der Magnethersteller entnommen werden [D15]. Ein Richtwert des Temperaturkoeffizienten von Seltene-Erden-Magneten ist ca. $-0,1 \text{ } \%/ \text{K}$. Da im entwickelten Modell die Permanentmagnetflussverkettung in ψ_d enthalten ist, lässt sich die Temperaturabhängigkeit im Leerlauf abschätzen. Ausgehend von der Temperatur $60 \text{ }^\circ\text{C}$, bei der die Kennfeldmessung durchgeführt wurde, nimmt bei Erhitzung der Magnete auf die zulässige Maximaltemperatur von $180 \text{ }^\circ\text{C}$ die Flussverkettung ψ_d um $3,9 \text{ mV s}$ bzw. $6,0 \%$ ab. Dies führt bei der Maximaldrehzahl von 11000 min^{-1} zu einer um $13,5 \text{ V}$ niedrigeren Leerlaufspannung, was $7,8 \%$ der Nennspannung entspricht.

Die durch Eisenverluste verursachten Modellfehler lassen sich nicht einfach mit einer Formel bestimmen [49]. Dies liegt an den zahlreichen Einflussfaktoren, wie beispielsweise der Maschinenkonstruktion, dem verwendeten Blechmate-

rial und der Blechdicke, der Beschaffenheit des isolierenden Lacks und den Fertigungseinflüssen der Blechpaketierung [E13]. Eine Abschätzung ist daher nur durch Prüfstandsmessungen möglich. Werden die Flussverkettungen mit (3.4) und (3.5) durch Messungen im Leerlauf drehzahlabhängig bestimmt, resultiert Abb. 6.1 (b). Die Ergebnisse lassen sich nur mit dem Ersatzschaltbild aus Abb. 3.3 korrekt interpretieren. Die d-Flussverkettung ist in guter Näherung drehzahlunabhängig. Da im Leerlauf i_d und i_q gleich null sind, ist die induzierte Spannung der d-Achse $-\omega\psi_q$ klein und führt zu einem vernachlässigbaren d-Eisenverluststrom $i_{d,Fe}$. Daher bleibt der d-Magnetisierungsstrom $i_{d,m}$ und damit auch die d-Flussverkettung ψ_d in guter Näherung bei Drehzahlerhöhung konstant. In der q-Achse ist dies anders: Durch die Permanentmagnete ist die induzierte Spannung der q-Achse groß und führt über den q-Eisenverlustwiderstand zu einem drehzahlproportionalen q-Eisenverluststrom $i_{q,Fe}$, der von einem q-Magnetisierungsstrom $i_{q,m}$ gedeckt wird. In der d-Achse führt dies zu einer drehzahlproportionalen Absenkung der q-Flussverkettung, die in der Messung deutlich zu erkennen ist. Die Einflüsse der Eisenverluste lassen sich mit der durch die gemessenen q-Flussverkettungen gehenden Regressionsgeraden abschätzen. Die Eisenverluste sind bei der maximalen Drehzahl von $11\,000\text{ min}^{-1}$ und maximaler Flussverkettungen am größten. Dies führt zu einer maximalen Verringerung der Flussverkettung jeder Komponente von $8,3\text{ mVs}$, was $4,2\%$ der Maximalwerte entspricht.

Fazit

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass die Modellfehler aller Effekte klein sind, da sie nur zu Fehlern im unteren einstelligen Prozentbereich führen. Selbstverständlich lässt sich die Modellgenauigkeit durch Modellerweiterungen und Nachführung der Parameter verbessern. Dies ist in der Praxis der Regelung von Maschinen allerdings nicht notwendig, da die Modellfehler hinreichend klein sind, sodass sie problemlos dem I-Anteil des Reglers überlassen werden können. Dies wird in den Abschnitten 6.2 und 6.3 anhand zahlreicher Messungen nachgewiesen.

6.1.2 Messtechnische Validierung

Dynamischer Kurzschluss

Der dynamische Kurzschluss ist zur Validierung des Maschinenmodells besonders geeignet, da bei derartigen Messungen störende Einflüsse des Wechsel-

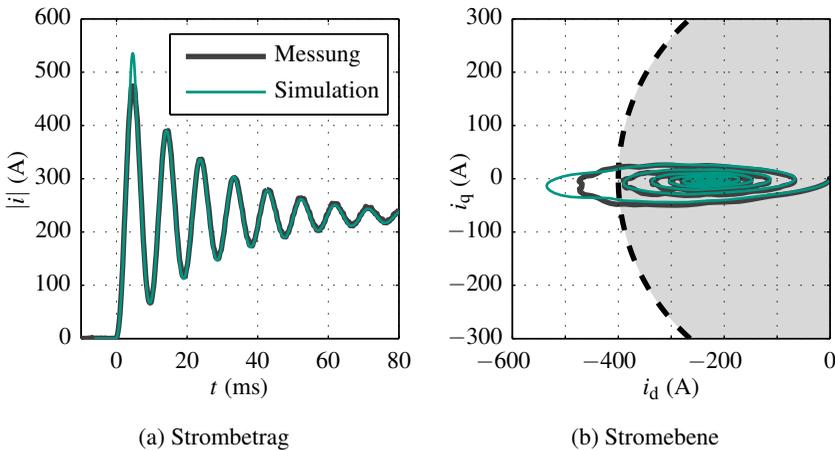


Abbildung 6.2: Kurzschluss des Prüflings bei halber Nenndrehzahl von 2100 min^{-1} aus dem Leerlauf bei einem elektrischen Rotorwinkel von 180° . Simulations- und Messergebnisse stimmen innerhalb des zulässigen Betriebsbereichs sehr gut überein.

richters und der Regelung entfallen. Der maschinenseitige, dreiphasige Kurzschluss wird über den Wechselrichter hergestellt, indem zum Beispiel alle unteren IGBTs der Brücke durchgeschaltet werden (Schaltzustand S8). Dadurch wird die Spannung 0 V an die Maschine angelegt und die Maschine ist kurzgeschlossen.

Dynamisch treten im Kurzschluss sehr große Ströme auf. Um weder den Prüfling noch den Wechselrichter zu gefährden, wird die Kurzschlussmessung bei halber Nenndrehzahl von 2100 min^{-1} ausgehend aus dem Leerlaufzustand durchgeführt. Ergebnisse anderer Betriebspunkte mit anderen Strömen und Drehzahlen sind qualitativ ähnlich. In Abb. 6.2 sind die Messergebnisse in dunkelgrau und zugehörige Simulationsergebnisse des Modells in grün gezeigt. Die nichtlineare Dynamik der Ströme wird vom Modell präzise vorausgesagt, was sowohl im Zeitverlauf des Strombetrags (a) als auch im Verlauf der Stromebene (b) erkennbar ist. Lediglich der Maximalwert der ersten Schwingung ist in der Simulation deutlich größer als in der Messung. Die Abweichung tritt auf, da das Modell nur innerhalb des zulässigen Betriebsbereichs parametrisiert ist und die Werte der Flussverkettungsfunktion f_ψ außerhalb des zulässigen Betriebsbe-

reichs durch Extrapolation bestimmt werden. Die entstehenden Extrapolationsfehler verursachen die Abweichungen der simulierten und gemessenen Ströme. Die zweite Schwingung der Ströme, die innerhalb des zulässigen Betriebsbereichs liegt, wird vom Modell korrekt berechnet.

Das entwickelte Modell kann den dynamischen Vorgang des dreiphasigen Maschinenkurzschlusses folglich präzise vorhersagen. Interessant ist dabei die Tatsache, dass die nichtlineare Dynamik der Maschine mit dem Modell genau berechnet werden kann, obwohl das Modell nur für den stationären Betrieb parametrisiert wurde.

Stromregelung

Um das Modell nicht nur für den Spezialfall des Kurzschlusses, sondern im gesamten Drehmoment-Drehzahl-Bereich zu validieren, können beliebige Sollwertsprünge der Ströme, Flussverkettungen und stationären Spannungen verwendet und Ergebnisse von Messungen und Simulationen verglichen werden. Sind diese identisch, liefert das Modell korrekte Vorhersagen und ist folglich valide. Derartige Ergebnisse werden nicht an dieser Stelle, sondern in den folgenden Abschnitten bei der Diskussion der Regelverfahren vorgestellt. Dabei wird gezeigt, dass das Modell die Maschinendynamik stets ausreichend genau berechnet. Es ist in der Lage alle in der Arbeit durchgeführten Messungen im Rahmen der angegebenen Genauigkeit korrekt vorherzusagen.

6.2 Regelung dynamischer Trajektorien

Das dynamische Verhalten des Trajektorienreglers und der vier unterschiedlichen Trajektorien aus den Abschnitten 4.2 und 4.3 wird im Folgenden durch Simulationen und Messungen untersucht. Zu diesem Zweck werden zunächst ein Drehmomentsprung und eine Drehmomentumkehr detailliert analysiert. Aus den dynamischen Zeitverläufen lassen sich Kennwerte ableiten, die die Güte des dynamischen Verhaltens quantifizieren. Anhand von 18 weiteren Messungen unterschiedlicher Drehmomentsprünge werden die Kennwerte verglichen und so Vor- und Nachteile der verschiedenen Trajektorien dargelegt. Die Verbesserungspotentiale in Drehzahl- und Positionsregelkreisen werden abschließend simulativ abgeschätzt.

6.2.1 Solldrehmomentsprung

Gemessene Zeitverläufe der Ströme, Flussverkettungen, stationären Spannungen und des Drehmoments bei einer Drehmomentänderung von 0 auf 200 Nm bei halber Nenndrehzahl sind in Abb. 6.3 gezeigt. Dabei bezeichnen die Abkürzungen SGE die Stromgerade, FGE die Flussverkettungsgerade, SDA die schnelle Drehmomentantwort und KZS die kurze Zeit zu den Stromsollwerten. Alle vier Trajektorien benötigen weniger als 1,5 ms, um die neuen Sollwerte zu erreichen.

Ein konventioneller PI-Regler, dessen Entkopplungsnetzwerk und Verstärkungen nach dem Betragsoptimum auf im Mittel wirksame Induktivitäten eingestellt sind, ist im Beispiel des Drehmomentsprungs aus Abb. 6.3 stabil und benötigt ca. 30 ms, um den Drehmomentsollwert zu erreichen. Zur Verbesserung der Lesbarkeit sind daher die Ergebnisse des PI-Reglers in Abb. 6.3 nicht gezeigt. Es lassen sich allerdings Arbeitspunkte innerhalb des zulässigen Betriebsbereichs finden, in denen der konventionelle PI-Regler aufgrund der Nichtlinearitäten durch Eisensättigung und Kreuzverkopplung instabil ist. Konventionelle PI-Regler sollten daher zur Regelung hoch ausgenutzter, permanentmagneterregter Synchronmaschinen grundsätzlich nicht eingesetzt werden.

In Abb. 6.3 kennzeichnen die schwarzen Punkte die zum Beginn des Abtastintervalls abgetasteten Momentanwerte. Zur besseren Lesbarkeit sind sie durch Geradenstücke gleicher Farbe miteinander verbunden. Der Einfluss der taktfrequenten Rippel ist in den Abbildungen daher nicht dargestellt. Die Ströme werden direkt gemessen, alle weiteren Größen folgen mit (2.27), (3.6) und (4.13). Um die Sprungantworten genauer zu analysieren und ein tieferes Verständnis des dynamischen Verhaltens der Maschine zu ermöglichen, werden die Messergebnisse aus Abb. 6.3 (a) bis (c) in die Strom-, Flussverkettungs- und Spannungsebene in Abb. 6.4 übertragen.

Analog zu Abschnitt 4.2.4 sind die Strom- und Spannungsgrenze durch schwarze und graue gestrichelte Linien eingezeichnet. Wie erwartet, führen SGE und FGE zu einer geraden Verbindung der Sollwerte in der Strom- und Flussverkettungsebene. Die SDA und KZS Strategie reduzieren den d-Strom bevor der q-Strom aufgebaut wird. Dies führt zu zwei Vorteilen: Erstens wird dadurch, wie in Abb. 4.2.4 (c) erkennbar, der Betrag der stationären Spannung dynamisch abgesenkt, was zu einer kleineren dynamischen Gegenspannung und so zum schnelleren Erreichen der Sollwerte führt. Zweitens wird, da die Induktivität in d-Richtung kleiner als in q-Richtung ist, der Strombetrag in d-Richtung schneller als in q-Richtung erhöht. Da der d-Strom über den Reluktanzanteil bereits drehmomentbildend wirkt, wird, wie in Abb. 6.3 (d) zu sehen, das Drehmoment

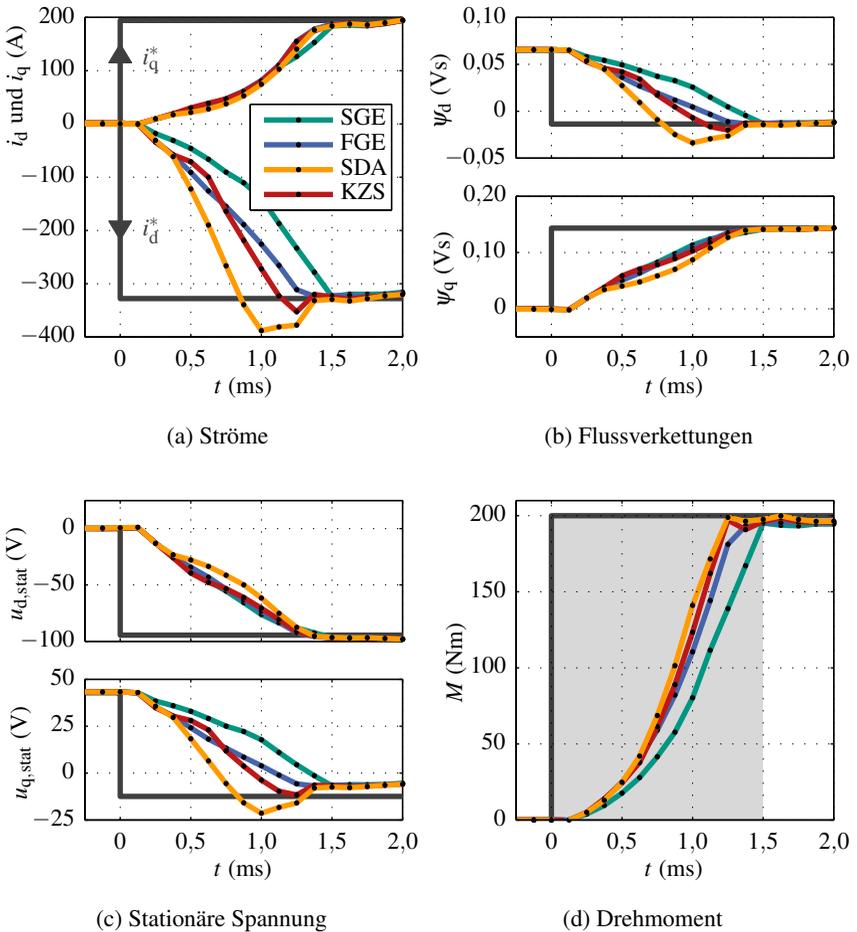
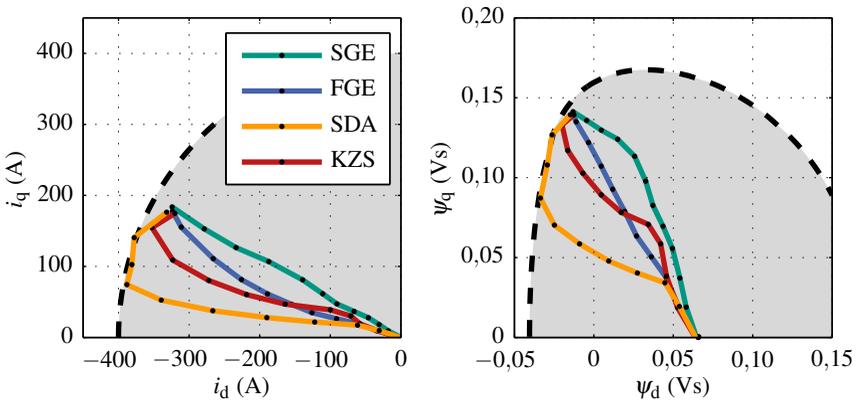
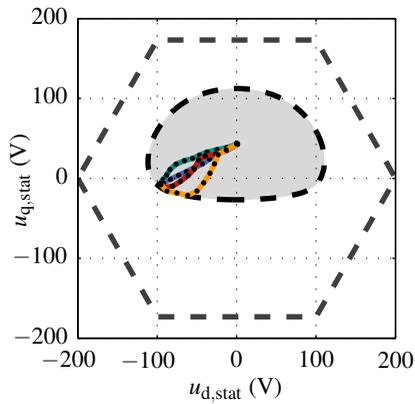


Abbildung 6.3: Gemessener Drehmomentsprung von 0 N m auf 200 N m bei 2100 min^{-1} und einem initialen elektrischen Rotorwinkel von 180° . Die schwarz eingezeichneten Sollwerte ändern sich von 0 A auf $(i_d^*, i_q^*) = (-327,9 \text{ A}, 194,3 \text{ A})$. Farblich unterschieden sind die vier unterschiedlichen Trajektorien. Die zu Beginn jedes Abtastintervalls gemessenen Werte sind mit schwarzen Punkten gekennzeichnet und zur besseren Lesbarkeit durch Geradenstücke miteinander verbunden.



(a) Stromebene

(b) Flussverkettungsebene



(c) Spannungsebene

Abbildung 6.4: Die Messergebnisse der Abb. 6.3 (a) bis (c) können ebenfalls in der Strom-, Flussverkettungs- und Spannungsebene angegeben werden. Dadurch sind die unterschiedlichen Trajektorien und ihr Wirkprinzip deutlicher zu erkennen.

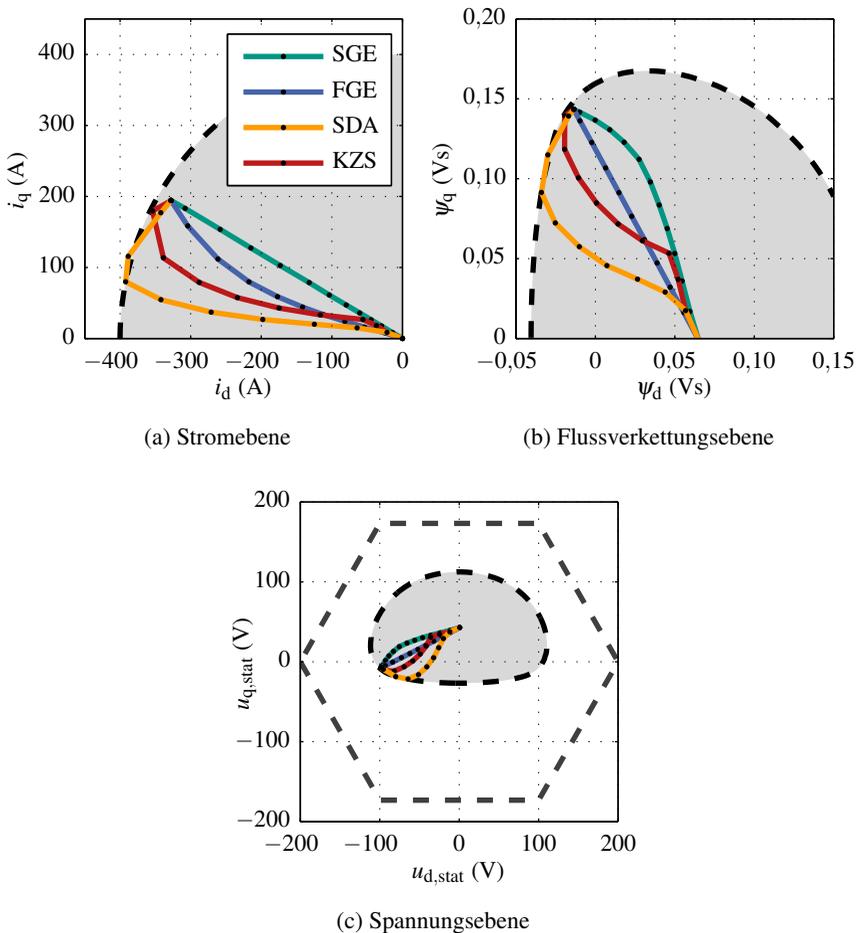


Abbildung 6.5: Der Drehmomentsprung der Abb. 6.3 bzw. Abb. 6.4 wurde mit dem entwickelten Maschinenmodell simuliert. Die zugehörigen Simulationsergebnisse sind in den drei Graphen gezeigt. Mess- und Simulationsergebnissen zeigen sehr gute Übereinstimmung.

schneller aufgebaut. SDA reduziert den d-Strom bis die Drehmomenthyperbel der Sollwerte erreicht wird. Allerdings stößt die Trajektorie vorher an die Stromgrenze und wird auf diese begrenzt. Die Stromgrenze wird verlassen, sobald die Drehmomenthyperbel der Sollwerte erreicht ist. Die Funktionsweise der dynamischen Überstrombegrenzung bei stark nichtlinearem, magnetischem Verhalten ist damit messtechnisch nachgewiesen.

In Abb. 6.5 sind die zu Abb. 6.4 gehörigen Simulationsergebnisse des Maschinenmodells zu sehen. Messungen und Simulationen zeigen sehr gute Übereinstimmung, was die Validität der verwendeten Gleichungen und Näherungen beweist. Weiterhin ist damit gezeigt, dass die Modellparameter des Strangwiderstands und der Flussverkettungen ausreichend genau bestimmt sind, um die nichtlineare Dynamik der Maschine präzise vorherzusagen. Verbleibende Abweichungen zwischen Messung und Simulation sind durch dynamische Änderungen der Zwischenkreisspannung sowie durch die in der Simulation vernachlässigte Torsion der Welle, das Messrauschen und die verwendeten Näherungen und Parameterungenauigkeiten erklärbar.

6.2.2 Solldrehmomentumkehr

Messergebnisse einer extremen Drehmomentumkehr von -200 N m auf 200 N m sind in Abb. 6.6 dargestellt. Bei der Drehmomentumkehr wird der q-Sollstrom invertiert, während der d-Sollstrom konstant bleibt.

SGE verbindet die Stromsollwerte mit einer Geraden in der Stromebene. Obwohl sich die Maschine magnetisch stark nichtlinear verhält und sich der q-Strom mit maximaler Rate ändert, bleibt der d-Strom nahezu konstant. Folglich können die Ströme beider Achsen selbst während dynamischer Vorgänge vollständig unabhängig voneinander geregelt werden. SGE erlaubt so die dynamische Entkopplung der d- und q-Achse. Für FGE gilt dies analog in der Flussverkettungsebene. KZS reduziert den d-Strom, wobei die Trajektorie auf den Maximalstromkreis begrenzt wird, um Überströme zu vermeiden. Die Trajektorie führt die stationäre Spannung so, dass die Stromänderung des q-Stroms unterstützt wird, weshalb die Sollwerte im Vergleich zu SGE und FGE zwei Abtastintervalle schneller erreicht werden.

Der Verlauf der SDA-Trajektorie verändert sich signifikant, wenn die Änderung des Drehmomentsollwerts einen Vorzeichenwechsel aufweist, was in der Literatur bisher nicht beschrieben ist [56, 57]. SDA führt die Drehmomentumkehr mit Abstand am langsamsten durch. Ursache ist, dass der d-Strom in den ersten Abtastintervallen vergrößert wird. Obwohl dadurch, wie in Abb. 6.6 (d) zu sehen, das Drehmoment zunächst am schnellsten ansteigt, bremst die ansteigende

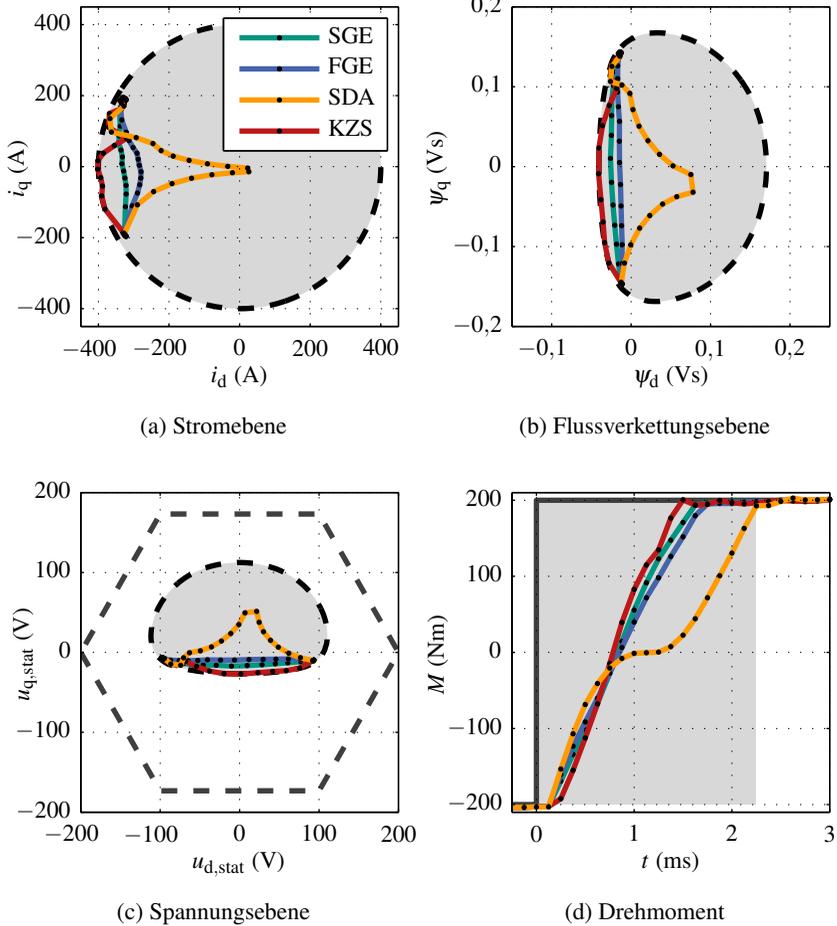


Abbildung 6.6: Messergebnisse der Drehmomentumkehr von -200 Nm auf 200 Nm bei einer Drehzahl von 2100 min^{-1} . Der Sollwertsprung wird bei einem elektrischen Rotorwinkel von 180° ausgelöst. Bei der Drehmomentumkehr bleibt der Sollwert des d-Stroms konstant bei $-327,9 \text{ A}$, wohingegen der q-Strom von $-194,3 \text{ A}$ auf $194,3 \text{ A}$ invertiert wird. Die ungünstige SDA Trajektorie mit dem langsamen Drehmomentanstieg ist klar zu erkennen.

stationäre Spannung die Trajektorie im weiteren Verlauf stark ein. Ohne Gegenmaßnahmen würde die Trajektorie in Richtung positiver d -Ströme divergieren, was durch Begrenzung verhindert wird. SDA sollte folglich bei Drehmoment-sollwertänderungen mit Vorzeichenwechsel nicht eingesetzt werden. Als Abhilfe können Drehmomentsollwertsprünge mit Vorzeichenwechsel erkannt und auf ein anderes Verfahren umgeschaltet werden. Es konnte gezeigt werden, dass auch die Messergebnisse der Drehmomentumkehr vom Maschinenmodell präzise simuliert werden können [E4].

6.2.3 Gesamter Lastbereich

Wie in den zwei vorigen Abschnitten erläutert, verhalten sich die vier verschiedenen Trajektorien je nach Betriebszustand und Sollwertsprung unterschiedlich. Um die Verfahren umfassend zu bewerten, ist daher ein Vergleich unterschiedlicher Sollwertänderungen der Maschine erforderlich. Zu diesem Zweck wurden die in Abb. 6.7 spezifizierten 18 Drehmomentsollwertsprünge am Prüfstand gemessen und analysiert. Dies beinhaltet Sprünge vom Leerlauf auf Nenn- und Maximalmoment und umgekehrt sowie entsprechende Drehmomentumkehrungen. Für jede der 18 Messungen könnten Abb. 6.3 und Abb. 6.4 gezeigt und im Detail analysiert werden. Aus Platzgründen wird auf die Angabe der Zeitverläufe und Ebenen der Einzelmessungen verzichtet und die Verfahren stattdessen anhand von zwei Kennwerten verglichen, die die Güte des dynamischen Verhaltens quantifizieren:

- Der erste Kennwert ist die Anzahl der Abtast Schritte, die zum Erreichen der Sollwerte benötigt wird. Ist die Zahl kleiner, werden die Sollwerte schneller erreicht. Sie kann einfach durch Abzählen der benötigten Abtastintervalle bestimmt werden.
- Der zweite Kennwert ist die normierte Drehmomentzeitfläche während des dynamischen Betriebs. Aus (2.28) folgt, dass die durch die Trägheit geteilte Drehmomentzeitfläche gerade der Drehzahländerung entspricht. Wenn die Drehmomentzeitfläche groß ist, wird das Drehmoment schneller aufgebaut, was zur schnelleren Beschleunigung des Antriebssystems führt. Der Kennwert wird durch Integration der gemessenen Drehmomentsprungantwort und Normierung auf die Drehmomentzeitfläche des Drehmomentsollwerts berechnet. Die zur Normierung verwendete Drehmomentzeitfläche ist in Abb. 6.3 (d) und Abb. 6.6 (d) als graues Rechteck eingezeichnet.

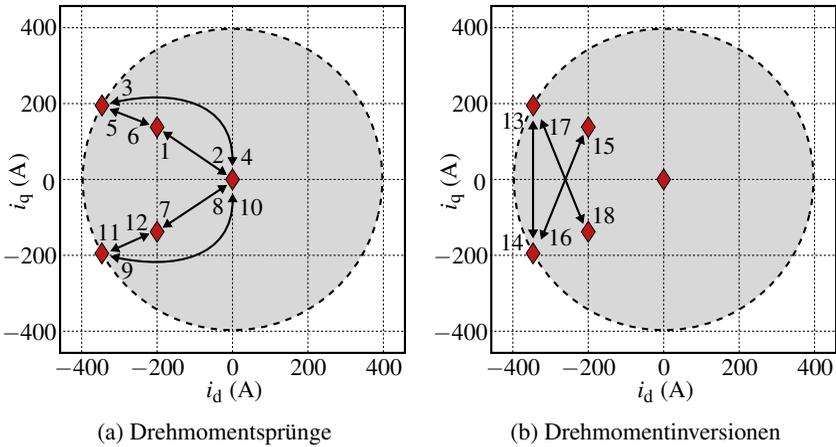


Abbildung 6.7: Die Verfahren zur Berechnung der unterschiedlichen Trajektorien werden für verschiedene Sollwertänderungen bei einer Drehzahl von 2100 min^{-1} verglichen. Die Stromsollwerte sind für ausgewählte Drehmomentsprünge (a) und Drehmomentumkehrungen (b) in den Abbildungen definiert. Die zugehörigen Ergebnisse sind in Tabelle 6.1 angegeben.

Die so erhaltenen Ergebnisse sind in Tabelle 6.1 für die beiden ausführlich behandelten Messungen aus Abschnitt 6.2.1 und 6.2.2 sowie für die 18 in Abb. 6.7 spezifizierten Sollwertänderungen zusammengestellt. Im Experiment aus Abb. 6.3 werden beispielsweise elf oder zwölf Abtastintervalle benötigt, um die Sollwerte zu erreichen und SDA besitzt die beste Sprungantwort des Drehmoments. In der Tabelle sind die besten Werte schattiert, wobei in einer Zeile alle Drehmoment-Zeit-Flächen markiert werden, die näher als zwei Prozentpunkte am Maximalwert liegen.

Bewertung

Tabelle 6.1 kann unmittelbar entnommen werden, dass die geraden SGE- und FGE-Trajektorien nicht optimal sind. In nur wenigen Betriebsfällen sind die Resultate ähnlich wie die besten Ergebnisse, da die Trajektorien in der Nähe der optimalen liegen. Das Drehmomentverhalten ist für SDA am besten, solange der Drehmomentsollwert keinen Vorzeichenwechsel aufweist. Der Unterschied zu KZS fällt meist gering aus. Besitzt der Sollwertsprung des Drehmoments

#	Drehmomentsollwerte		Anzahl Abtastintervalle				Normierte M - t -Fläche (%)			
	Start	Ziel	SGE	FGE	SDA	KZS	SGE	FGE	SDA	KZS
Abb. 6.3	0	200 Nm	12	11	11	11	31,4	39,7	44,2	41,8
1	0	$+M_{nom}$	10	10	10	10	29,9	35,3	42,4	37,8
2	$+M_{nom}$	0	6	6	7	6	63,1	58,0	68,2	64,6
3	0	$+M_{max}$	13	12	12	12	34,9	42,2	45,7	44,1
4	$+M_{max}$	0	6	6	9	6	65,2	61,1	68,7	65,0
5	$+M_{nom}$	$+M_{max}$	4	4	4	4	36,6	37,3	39,0	37,2
6	$+M_{max}$	$+M_{nom}$	2	2	2	2	30,3	29,7	30,4	29,7
7	0	$-M_{nom}$	8	8	10	8	33,2	36,9	46,6	34,8
8	$-M_{nom}$	0	9	8	10	8	61,3	63,0	65,4	64,0
9	0	$-M_{max}$	9	9	10	9	45,4	48,8	49,8	48,2
10	$-M_{max}$	0	10	9	10	9	58,3	62,6	65,8	65,6
11	$-M_{nom}$	$-M_{max}$	2	2	2	2	26,1	26,0	25,0	27,0
12	$-M_{max}$	$-M_{nom}$	4	4	5	4	45,2	46,1	55,8	44,4
Abb. 6.6	-200 Nm	200 Nm	15	15	19	15	62,4	61,1	49,2	63,7
13	$-M_{max}$	$+M_{max}$	12	12	18	12	60,1	59,0	47,2	60,3
14	$+M_{max}$	$-M_{max}$	19	18	19	12	56,8	60,5	60,3	68,7
15	$-M_{max}$	$+M_{nom}$	12	12	18	12	62,7	61,8	53,0	65,3
16	$+M_{nom}$	$-M_{max}$	18	18	18	13	46,0	50,7	52,3	57,2
17	$-M_{nom}$	$-M_{max}$	13	13	17	12	54,4	54,4	42,7	57,3
18	$+M_{max}$	$-M_{nom}$	16	15	18	13	55,9	55,9	56,6	64,2
M-Umkehr										
+										

Tabelle 6.1: Die vier Verfahren zur Berechnung der unterschiedlichen Trajektorien werden hinsichtlich der benötigten Zeit zu den Stromsollwerten und der Fähigkeit, das Soll Drehmoment schnell auf- oder abzubauen, verglichen. Die Tabelle enthält beide Kennwerte der Experimente aus Abschnitt 6.2.1 und 6.2.2 sowie die Messergebnisse aller Sollwertänderungen aus Abb. 6.7. In jeder Zeile sind die besten Ergebnisse grau hinterlegt.

einen Vorzeichenwechsel ist KZS am besten. In allen Fällen benötigt KZS die kürzeste Zeit zu den Sollwerten, auch wenn die anderen Verfahren für einige Sollwertänderungen genauso schnell sind.

Die erreichbare Dynamik des Strom-, Flussverkettungs- bzw. Drehmomentregelkreises der vier Trajektorien ist folglich verschieden. Die Unterschiede sind klein, sodass sie sich nur in hochdynamischen Antriebsaufgaben auswirken. Beim verwendeten Prüfling ist dies beispielsweise bei der Regelung von Drehmomentschwingungen der Fall, die etwa zur aktiven Dämpfung von mechanischen Torsionsschwingungen benötigt werden. Vorteile in überlagerten Drehzahl- und Positionsregelkreisen sind dagegen nur zu erwarten, wenn die zum Drehmomentaufbau benötigte Zeit im Verhältnis zu der Zeit, die zur Einstellung der Drehzahl bzw. der Position erforderlich ist, einen signifikanten Anteil besitzt. Dies ist bei dem verwendeten Prüfling nicht gegeben, da er als Traktionsmotor für Elektrofahrzeuge ausgelegt ist. Mit (2.28) kann die Beschleunigung auf halbe Nenndrehzahl im Leerlauf unter Verwendung des Maximalmoments auf ca. 60 ms abgeschätzt werden. Der Aufbau des maximalen Drehmoments benötigt nach Abb. 6.3 (d) aber nur 1,5 ms. Es ist klar, dass die Unterschiede der Drehmomentdynamik für die Drehzahlregelung des Prüflings von untergeordneter Bedeutung sind. Gleiches gilt für die Positionsregelung.

6.2.4 Drehzahl- und Positionsregelung

Die Verhältnisse ändern sich, wenn die entwickelten Verfahren mit Motoren eingesetzt werden, die für schnelle Drehzahl- und Positionsregelung ausgelegt sind. Solche Motoren sind kleiner und besitzen im Vergleich zum verwendeten Prüfling ein größeres Verhältnis von Maximaldrehmoment zu Trägheitsmoment. Dies wird beispielhaft anhand des Servomotors *CMP40M* von *SEW Eurodrive* untersucht. Mit (2.28) folgt für diesen im Leerlauf unter Benutzung des Maximalmoments eine minimale Hochlaufzeit auf 2100 min^{-1} von theoretisch nur etwa 0,87 ms, wohingegen der Aufbau des Maximalmoments selbst ca. 2,25 ms benötigt [D16]. Da der Aufbau des Drehmoments länger als die eigentliche Beschleunigung des Motors dauert, ist die erreichbare Dynamik des inneren Drehmomentregelkreises für die Dynamik der überlagerten Drehzahl- und Positionsregelung bedeutsam. Auch wenn die Drehzahl- und Positionsregelung nicht im Fokus der Arbeit steht, sollen die erreichbaren Vorteile der entwickelten Trajektorien in Drehzahl- und Positionsregelkreisen verdeutlicht werden. Dazu wird der verwendete Prüfling in Simulationen zu einem Servomotor umskaliert. Dafür wird unter Annahme identischer elektromagnetischer Verhältnisse das Trägheitsmoment um den Faktor 50 reduziert. Das Verhältnis von Maximaldrehmo-

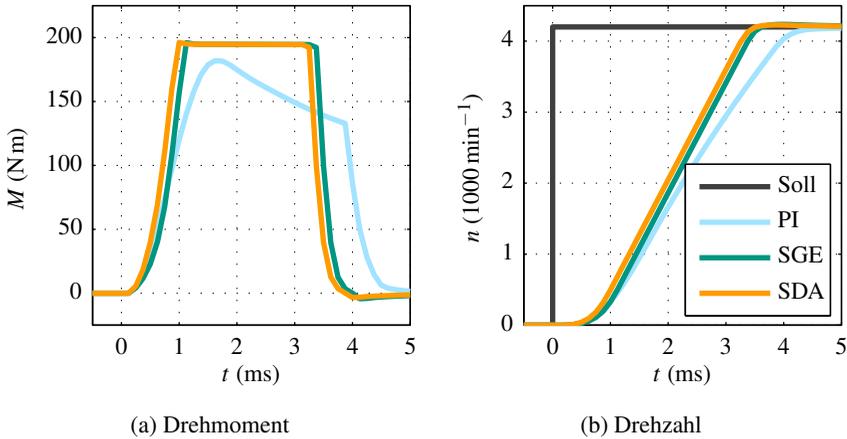


Abbildung 6.8: Simulationsergebnisse der Drehzahlregelung des zum Servomotor umskalierten Prüflings. Die Wahl der Trajektorie spielt auch in überlagerten Drehzahlregelkreisen eine Rolle.

ment zu Trägheitsmoment ist dann in der gleichen Größenordnung wie das des beispielhaft verwendeten *CMP40M* Servomotors.

In Abb. 6.8 sind Simulationsergebnisse der Beschleunigung auf Nenndrehzahl dargestellt. Dazu wurde in den Simulationen ein prädiktiver Drehzahlregler verwendet, der sich durch Übertragung der Ansätze der prädiktiven Stromregelung auf Drehzahlregelkreise ergibt. Die Ergebnisse des PI-Reglers aus Abschnitt 6.2.1, SGE und SDA sind dargestellt. Der PI-Regler kann aufgrund der unpräzisen Entkopplung und durch Nichtlinearitäten falsch eingestellten Verstärkungen das Drehmoment beim Beschleunigungsvorgang nicht einregeln. SDA baut das Drehmoment schneller als SGE auf. Dadurch steigt die Drehzahl schneller an und die Solldrehzahl wird früher erreicht. SDA ist 0,125 ms bzw. 1,5 % schneller als SGE und 0,875 ms oder 10,3 % als der PI-Regler. Die entwickelten Verfahren sind konventionellen PI-Reglern bei der Drehzahlregelung hoch ausgenutzter Maschinen deutlich überlegen und die Wahl unterschiedlicher dynamischer Trajektorien beeinflusst die Dynamik des Drehzahlregelkreises.

In Abb. 6.9 sind Ergebnisse der Positionsregelung gezeigt. Die drei gleichen Verfahren drehen den Rotor in 7,5 ms so weit wie möglich. Als Positionsregler kommt ein prädiktiver Ansatz zum Einsatz, der ähnlich den in der Arbeit

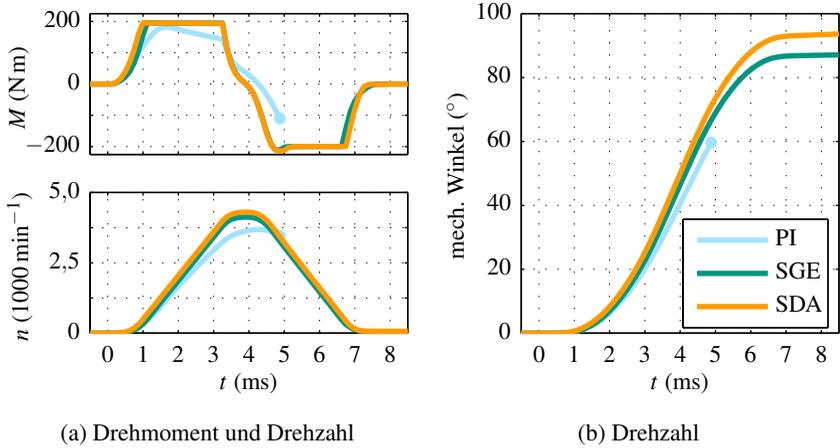


Abbildung 6.9: Simulationsergebnisse der Positionsregelung des zum Servomotor umskalierten Prüflings. Je nach Trajektorie ist die erreichbare Dynamik des Positionsregelkreises verschieden.

vorgestellten Verfahren funktioniert. Der PI-Regler verliert in dieser Simulation die Kontrolle über die Maschinenströme und löst nach ca. 5 ms die Überstromabschaltung aus. Ursache ist, dass P- und I- Anteil die Entkopplungsfehler bei hochdynamischen Vorgängen nicht korrigieren können. SDA besitzt den schnellsten Drehmomentanstieg und erreicht während der Drehung des Rotors die höchste Maximaldrehzahl. Dadurch kann SDA den Rotor um $6,5^\circ$ oder 7% weiter als SGE drehen. Folglich bestehen durch die Wahl optimaler Trajektorien ebenfalls Verbesserungspotentiale in der Positionsregelung.

Die Analyse der physikalischen Vorgänge der Maschine in der Strom-, Flussverkeittungs- und Spannungsebene führt zu einem genauen Verständnis der Maschinendynamik und erlaubt die Ableitung von Regelverfahren. Messungen und Simulationen zeigen, dass der auf diesen Ansätzen entwickelte Trajektorienregler beliebige Trajektorien bei der Regelung permanentmagneterregter Synchronmaschinen einregeln kann. Die vier vorgeschlagenen Verfahren zur Online-Berechnung der Trajektorien führen zu unterschiedlichen Drehmomentsprungantworten, was Verbesserungen der Dynamik von Drehmoment-, Drehzahl- und Positionsregelkreisen ermöglicht. Sind wie in Tabelle 6.1 verschiedene Drehmomentänderungen gefordert, erweist sich KZS als beste

Strategie, da sie im Mittel die besten Ergebnisse liefert. Zusammenfassend ermöglicht der prädiktive Trajektorienregler die echtzeitfähige Berechnung und präzise Regelung dynamischer Trajektorien permanentmagneterregter Synchronmaschinen, selbst bei anisotropen Rotor, starker Eisensättigung und Kreuzverkopplung, während das gesamte Antriebssystem an der physikalischen Grenze des Wechselrichters und der Maschine betrieben wird.

6.3 Regelung von Oberschwingungen

Die experimentellen Ergebnisse des in Abschnitt 4.4 vorgeschlagenen Verfahrens zur Regelung von Oberschwingungen werden im Folgenden präsentiert. Es werden stets ausschließlich Stromoberschwingungen betrachtet, auch wenn das entwickelte Verfahren analog Oberschwingungen der Flussverkettungen oder stationären Spannungen regeln kann. Die Verbesserung der Stromoberschwingungsdämpfung im gesamten Drehmoment-Drehzahl-Bereich, sowie das aktive phasen- und amplitudenrichtige Einprägen von Stromoberschwingungen werden messtechnisch nachgewiesen und das dynamische Verhalten analysiert. Um die Messungen des Abschnitts vergleichen zu können, wird für alle der gleiche Referenz-Arbeitspunkt bei Nennmoment von 130 N m und halber Nenn-drehzahl von 2100 min^{-1} gewählt.

6.3.1 Dämpfung

Zur Analyse der Dämpfung der Stromoberschwingungen werden drei verschiedene Verfahren miteinander verglichen.

- PI-Regler ohne Kompensation: Zum Einsatz kommt ein verbesserter PI-Regler, der die nichtlinearen Eigenschaften des Prüflings berücksichtigt und die Parameter des Entkopplungsnetzwerks und die Reglerverstärkungen arbeitspunktabhängig nachführt [E10]. Die Spannungsfehler des Wechselrichters und der Maschine werden nicht kompensiert.
- PI-Regler mit Kompensation: Es wird der gleiche PI-Regler verwendet und zusätzlich die Verriegelungszeiten des Wechselrichters im Modulator stromvorzeichenabhängig kompensiert. Dies ist eine konventionelle Kompensationsmethode [69].
- Verfahren nach Abb. 4.1: Der beschriebene Trajektorienregler kommt in Kombination mit der Online-Identifikation und Vorsteuerung der Spannungsfehler zum Einsatz.

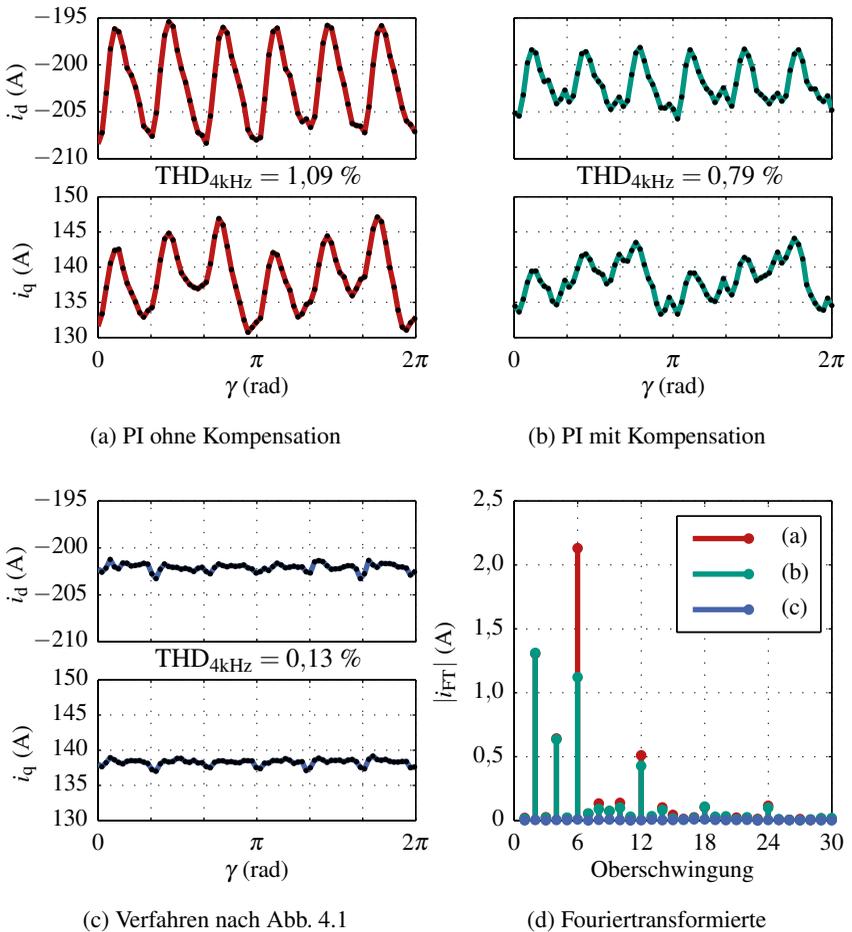


Abbildung 6.10: Gemessene Stromverläufe einer elektrischen Periode für die drei verschiedenen Stromregler bei 2100 min^{-1} und Nennmoment von 130 Nm . Nur das vorgeschlagene Verfahren (c) dämpft alle Stromüberschwingungen unabhängig von ihrer physikalischen Ursache. Dies zeigen die fouriertransformierten Oberschwingungsanteile der Ströme (d).

Nennmoment

Die gemessenen Ströme im Referenz-Arbeitspunkt sind für eine elektrische Periode für alle drei Verfahren in Abb. 6.10 (a) bis (c) gezeigt. Die zum Beginn der Abtastintervalle gemessenen Ströme sind mit schwarzen Punkten markiert und zur besseren Lesbarkeit durch Geradenstücke miteinander verbunden. Stromüberschwingungen, die durch Taktung des Wechselrichters entstehen, sind in der Abbildung daher nicht erkennbar. Die Ergebnisse der vorgeschlagenen Methode sind in (c) zu sehen. Der Stromrippel ist im Vergleich zum PI-Regler mit (b) und ohne (a) Kompensation signifikant niedriger. In (a) und (b) oszilliert der Strom periodisch, was durch die Spannungsfehler des Wechselrichters und der Maschine verursacht wird. Dagegen dämpft das vorgeschlagene Verfahren (c) alle Oberschwingungen, was nur durch die Identifikation und Vorsteuerung der in Abb. 6.11 dargestellten Spannungsfehler möglich wird. Aufgrund des Funktionsprinzips wird jede systematische Oszillation der Ströme nahezu vollständig gedämpft. Um die Dämpfungseigenschaften der drei Verfahren quantitativ zu vergleichen wird der Oberschwingungsgehalt (Total Harmonic Distortion, THD) der gemessenen Ströme berechnet.

$$\text{THD}_{4\text{kHz}} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} \quad (6.2)$$

Darin bezeichnet I den Effektivwert des Strangstroms für Frequenzen bis 4 kHz und I_1 den Effektivwert der Grundschwingung. Wie in Abb. 6.10 angegeben, reduziert die vorgeschlagene Methode den $\text{THD}_{4\text{kHz}}$ auf 0,13 %, was weniger als einem Achtel des unkompensierten Wertes entspricht.

Der Betrag $|i_{FT}|$ jeder Oberschwingung der gemessenen dq-Ströme kann durch Fouriertransformation berechnet werden. Die Fouriertransformierten sind in Abb. 6.10 (d) gezeigt. Die Spektren der PI-Regler enthalten dominant sechsfache Harmonische der Grundfrequenz. Dies liegt an der dq-Transformation. Durch sie werden beispielsweise die $-5.$ und $7.$ Oberschwingung der Strangströme in die $6.$ im dq-System transformiert. Analog geschieht dies für die $-11.$ und $13.$ zur $12.$, für die $-17.$ und $19.$ zur $18.$ und so weiter. Weiterhin ist in den Stromspektren eine $2.$ und $4.$ Oberschwingung sichtbar. Diese werden von der durch Fertigungseinflüsse leicht unsymmetrischen Wicklung des Prüflings verursacht. Die $2.$ Oberschwingung ist dominant das dq-transformierte Gegensystem der Grundschwingung. Eine $\pm 3.$ Oberschwingung in den Strangspannungen ist in den Strängen in Phase und wird durch die Nullkomponente der Modulation und Sättigungsoberwellen verursacht. Auf-

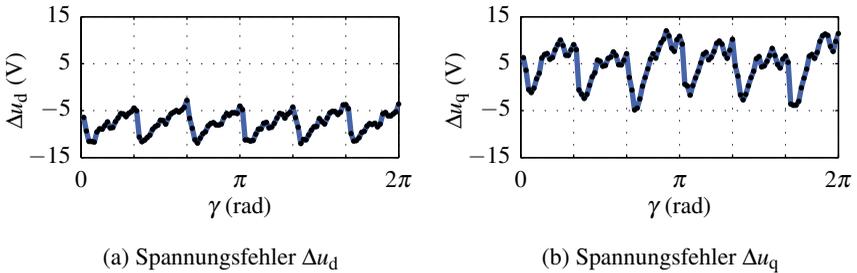


Abbildung 6.11: Online identifizierte Spannungsfehler des Verfahrens aus Abb. 4.1 bei 2100 min^{-1} und Nennmoment von 130 Nm . Vorsteuerung der in den Graphen gezeigten Spannungsfehler führt zu den in Abb. 6.10 (c) gezeigten Stromverläufen.

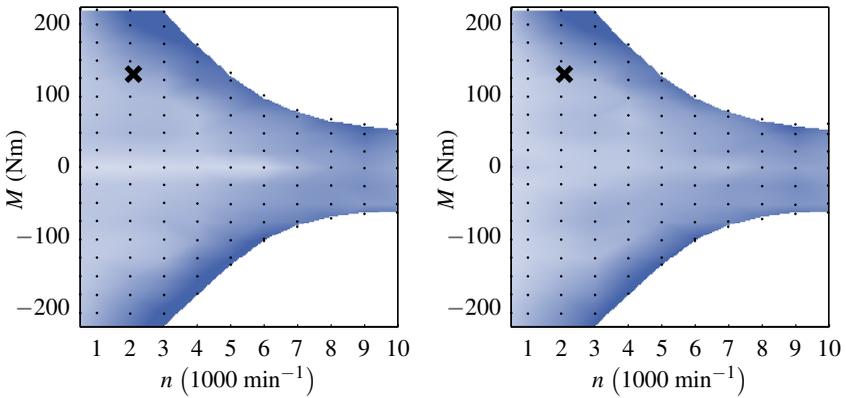
grund der leichten Asymmetrie der Wicklung heben sich die Oberschwingungen gegenseitig nicht vollständig auf, weshalb im dq-System eine 2. und 4. Oberschwingung in den Strömen resultiert. Das vorgeschlagene Verfahren reduziert den Betrag aller Stromoberschwingungen unabhängig des physikalischen Ursprungs und der Frequenz. Die Dämpfung von Stromoberschwingungen wird nur durch den durch die Taktfrequenz und Spannungsgrenze gegebenen Betriebsbereich des Wechselrichters begrenzt.

Gesamter Betriebsbereich

Die Dämpfung der Stromoberschwingungen soll nicht ausschließlich im Referenz-Arbeitspunkt, sondern im gesamten Drehmoment-Drehzahl-Bereich des Prüflings nachgewiesen werden. In Abb. 6.12 markieren die schwarzen Punkte stationäre Messungen für alle drei Regler. Zur Einstellung der Drehmomente werden Sollströme minimaler Amplitude unter Berücksichtigung der Spannungsgrenze verwendet [90]. Für jeden Betriebspunkt und alle drei Verfahren ist der Stromoberschwingungseffektivwert

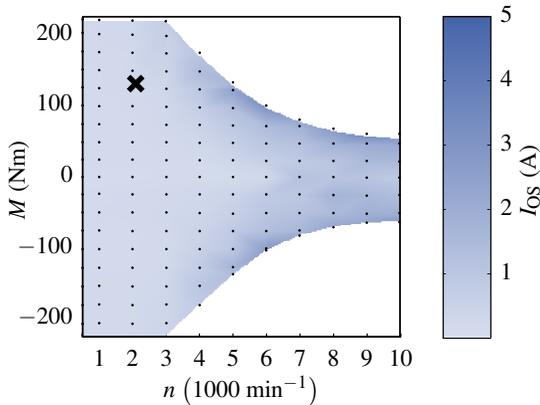
$$I_{OS} = \sqrt{(I^2 - I_1^2)} \quad (6.3)$$

farblich kodiert in Abb. 6.12 (a) bis (c) eingetragen. Daten zwischen den Messpunkten werden durch bilineare Interpolation berechnet.



(a) PI ohne Kompensation

(b) PI mit Kompensation



(c) Verfahren nach Abb. 4.1

Abbildung 6.12: Farblich kodierte Darstellung des gemessenen Stromüberschwingungseffektivwerts im gesamten Drehmoment-Drehzahl-Bereich des Prüflings für die drei Regler. Die schwarz markierten Punkte kennzeichnen Messungen und das schwarze Kreuz den Referenz-Arbeitspunkt. Die Stromüberschwingungen des vorgeschlagenen Verfahrens sind im Vergleich zu den konventionellen Verfahren deutlich reduziert.

Der Stromüberschwingungseffektivwert der vorgeschlagenen Methode (c) ist im gesamten Drehmoment-Drehzahl-Bereich im Vergleich zum PI-Regler mit und ohne Kompensation der Verriegelungszeit niedriger. Die Stromüberschwingungen steigen in Richtung des Maximalmoments in (a) und (b) an, weil die differentiellen Induktivitäten aufgrund der Eisensättigung kleiner werden und sich die Spannungsfehler daher stärker auf den Strom auswirken. Außerdem ist der Einfluss der Spannungsgrenze sichtbar, weil der Stromüberschwingungseffektivwert im Feldschwächbereich ansteigt, wenn der Wechselrichter nicht die benötigte Spannung oder Frequenz zur Dämpfung liefern kann.

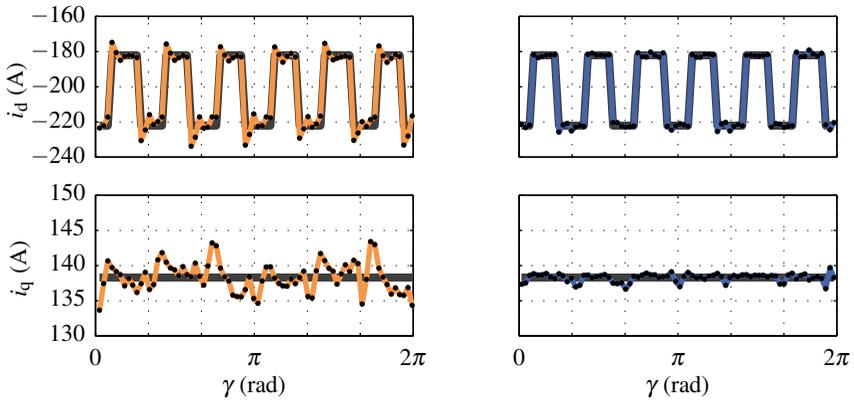
6.3.2 Einprägung

Das entwickelte Verfahren kann ebenfalls dazu benutzt werden, einzelne oder beliebige Kombinationen von Stromüberschwingungen phasen- und amplitudenrichtig in die Strangströme einzuprägen. Zur Verdeutlichung wird dazu beispielhaft im Referenz-Arbeitspunkt dem d-Sollstrom zusätzlich eine Rechteckschwingung sechsfacher Grundfrequenz mit einer Stufenhöhe von 20 A überlagert und zwei Regler-Konfigurationen miteinander verglichen:

- Ohne Korrektur der Spannungsfehler: Erstens der Regler nach Abb. 4.1 mit der Trajektorie der Stromgerade (SGE) ohne Verwendung der Blöcke zur Identifikation und Vorsteuerung der Spannungsfehler. Die Ergebnisse sind in orange in Abb. 6.13 gezeigt.
- Mit Korrektur der Spannungsfehler: Zweitens der entwickelte Regler nach Abb. 4.1 mit der Trajektorie der Stromgerade (SGE) und aktivierten Blöcken zur Identifikation und Vorsteuerung der Spannungsfehler. Die Ergebnisse sind in blau in Abb. 6.13 dargestellt.

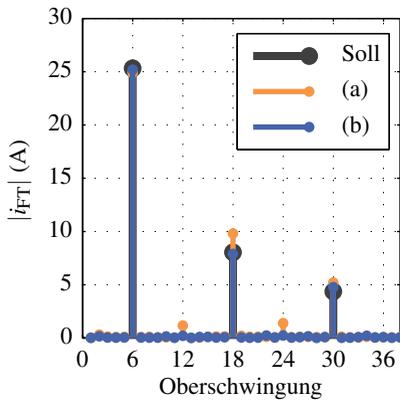
Die zugehörigen Messergebnisse sind in Abb. 6.13 zu sehen. Die Sollströme sind in grau dargestellt und die abgetasteten, gemessenen Ströme mit schwarzen Punkten markiert. Das vorgeschlagene Verfahren (b) regelt im Vergleich zu (a) durch die Korrektur der Spannungsfehler den oszillierenden Sollstrom präziser ein. Dies kann auch den fouriertransformierten Strömen in Abb. 6.13 (c) entnommen werden.

Mit der Taktfrequenz des Wechselrichters von 8 kHz können bei ausreichender Spannungsreserve theoretisch Frequenzen bis 4 kHz in den Strangströmen kontrolliert werden. Da dies deutlich im für den Menschen hörbaren Bereich liegt, kann durch entsprechende Wahl der Oberschwingungsströme der Klang der Maschine beeinflusst werden.



(a) Ohne Korrektur

(b) Mit Korrektur



(c) Fouriertransformierte

Abbildung 6.13: Beliebige Oberschwingungen können phasen- und amplitudenrichtig geregelt werden. Beispielhaft ist dies für die Messung einer Rechteckschwingung sechsfacher Grundfrequenz des d-Stroms für beide Reglerkonfigurationen gezeigt. Die Berücksichtigung der Spannungsfehler führt zu besseren Ergebnissen (b).

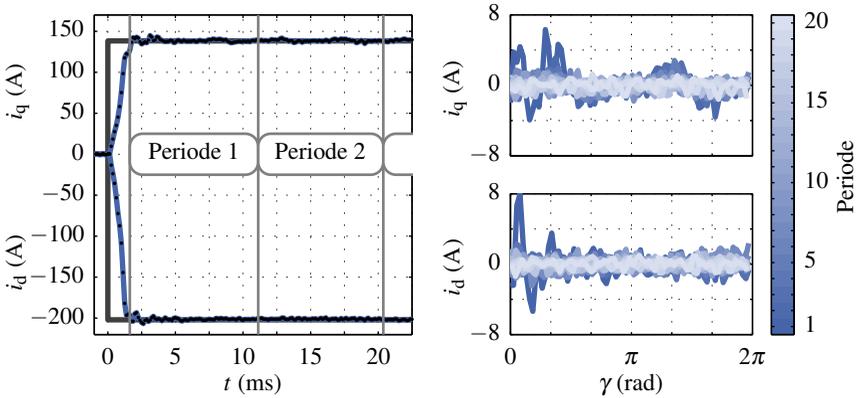
6.3.3 Dynamisches Verhalten

Das dynamische Verhalten des Trajektorienreglers wird ausführlich in Abschnitt 6.2 behandelt. Allerdings beeinflusst auch der Repetitive Controller der Identifikation und Vorsteuerung der Spannungsfehler bei Veränderungen der Sollwerte das dynamische Verhalten. Dass dieses die Dynamik des Trajektorienreglers nicht verschlechtert, die Spannungsfehler nach Sollwertveränderungen innerhalb eines Sechstels der Grundschwingungsperiodendauer identifiziert und Stromoberschwingungen so äußerst schnell gedämpft werden, wird im Folgenden beispielhaft für den Sprung vom Leerlauf zum Referenz-Arbeitspunkt aufgezeigt.

Die Sprungantwort der Ströme ist in Abb. 6.14 (a) zu sehen. Der Trajektorienregler erreicht die neuen Sollwerte innerhalb von 1,38 ms unter Benutzung der Spannungsgrenze des Wechselrichters für elf Abtastintervalle. Nach Erreichen beider Stromsollwerte werden die elektrischen Perioden wie eingezeichnet gezählt und vergrößert für die nächsten zwanzig elektrischen Perioden in Abhängigkeit des elektrischen Rotorwinkels in Abb. 6.14 (b) aufgetragen. Ein von den Spannungsfehlern verursachter starker Oberschwingungsanteil ist nur im ersten Sechstel der ersten elektrischen Periode vorhanden. Die präzise Identifikation der Spannungsfehler mit dem Grundwellen-Maschinenmodell und korrekte Initialisierung des Speichers führen zur schnellen Konvergenz des Reglers. Dies wird durch Analyse des $\text{THD}_{4\text{kHz}}$ jeder elektrischen Periode, wie in Abb. 6.14 (c) gezeigt, noch deutlicher. Eine elektrische Periode genügt, um den $\text{THD}_{4\text{kHz}}$ maßgeblich zu reduzieren. Der stationäre Wert wird nach 17 elektrischen Perioden und einer Gesamtdauer von ca. 162 ms erreicht.

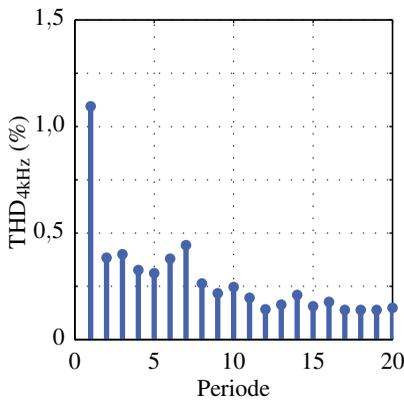
Bewertung

Das vorgestellte Verfahren kann alle Oberschwingungen im Rahmen der physikalischen Systemgrenze des Wechselrichters, die durch dessen Taktfrequenz und Spannungsgrenze gegeben ist, präzise regeln und dämpfen. Die Funktionsweise und schnelle Konvergenz konnte anhand umfangreicher Messreihen nachgewiesen werden: Die Dämpfung und Regelung von Stromoberschwingungen ist im gesamten Drehmoment-Drehzahl-Bereich möglich und im Vergleich zu konventionellen Methoden verbessert. Die Systemantwort ist durch die genaue Identifikation der Spannungsfehler und Initialisierung des Speichers zur Vorsteuerung im Vergleich zu herkömmlichen Repetitive Controllern maßgeblich beschleunigt.



(a) Sprungantwort

(b) Stromverläufe



(c) THD_{4kHz}

Abbildung 6.14: Das dynamische Verhalten des vorgeschlagenen Verfahrens wird anhand des Sprungs vom Leerlauf zum Referenz-Arbeitspunkt verdeutlicht. Die neuen Sollwerte werden durch den Trajektorienregler eingeregelt. Im Anschluss erreicht die Identifikation und Vorsteuerung der Spannungsfehler nach einem Sechstel der elektrischen Periode bereits eine signifikante Reduktion der Stromüberschwingungen.

Die Implementierung des vorgestellten Verfahrens in bestehende Wechselrichter ist einfach und kann ausschließlich durch Softwareänderungen umgesetzt werden, da nur die ohnehin zur feldorientierten Regelung vorhandenen Messgrößen der Ströme und des Rotorwinkels benötigt werden. Der Regelalgorithmus lässt sich in Echtzeit auf Mikrocontrollern berechnen, wobei der Bedarf an zusätzlichem Speicher bzw. die benötigte Rechenzeit klein sind. Das Grundprinzip der verwendeten Methode kann nicht nur für permanentmagneterregte Synchronmaschinen verwendet werden. Es lässt sich auf andere Anwendungen übertragen, beispielsweise auf andere Maschinentypen oder Netzanwendungen. Dies ermöglicht die schnelle und präzise Regelung und Dämpfung von Stromüberschwingungen in zahlreichen Anwendungen.

7

Zusammenfassung

Der steigende Bedarf an kleinen, leichten und kostengünstigen Niederspannungs-Elektromotoren im Leistungsbereich von 1 kW bis 250 kW führte in den letzten 15 Jahren zu einer stetigen Reduktion des Leistungsgewichts. Da das elektromagnetische Verhalten dieser Motoren stark nichtlinear ist, können konventionelle Regelverfahren diese Maschinen nicht im gesamten Betriebsbereich stabil und optimal regeln. Hier setzt die vorliegende Arbeit an und behandelt die Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung von wechselrichter- gespeisten, magnetisch anisotropen, hoch ausgenutzten, permanentmagneterregten Synchronmaschinen unter den heute gegebenen Randbedingungen der Regelung mit digitalen Signalverarbeitungssystemen. Es wird theoretisch und experimentell nachgewiesen, dass durch die Verwendung präziser Motormodelle im Regelverfahren und die Online-Identifikation der als Spannungsfehler interpretierbaren Modellfehler sowohl die hochdynamische, optimale Regelung als auch die präzise Kontrolle der Oberschwingungen im stationären Betrieb im gesamten Betriebsbereich unter Berücksichtigung der Nichtlinearitäten der Maschine und des Wechselrichters gelingt.

Dazu wird ausgehend von den physikalischen Grundgesetzen ein präzises, physikalisches Modell permanentmagneterregter Synchronmaschinen entwickelt. Es wird gezeigt, dass zwei nichtlineare, dreidimensionale Flussverknüpfungsfunktionen genügen, um die magnetische Anisotropie des Rotors und die Nichtlinearitäten durch Eisensättigung, Kreuzverkopplung und Oberwellen vollständig zu beschreiben. Da die Bestimmung der dreidimensionalen Flussverknüpfungsfunktion in der Praxis jedoch nicht mit ausreichender Genauigkeit und

vertretbarem Aufwand möglich ist, wird ein neuer Ansatz vorgeschlagen: Die Oberwelleneinflüsse der Maschine und die Nichtlinearitäten des Wechselrichters werden als Modellfehler des Grundwellenmaschinenmodells interpretiert und als Spannungsfehler beschrieben. Dies führt zu einem Modell, das alle erwähnten Effekte berücksichtigt, in digitalen Regelverfahren verwendet werden kann und nur zwei einfach bestimmbare, nichtlineare, zweidimensionale Flussverkettungsfunktionen benötigt.

Um die praktische Anwendbarkeit des entwickelten Modells zu erreichen, müssen die Modellparameter bekannt sein. Es wird erstmals aufgezeigt, dass die einfache Bestimmung des ohmschen Strangwiderstands und der zwei zweidimensionalen Flussverkettungsfunktionen durch stationäre Prüfstandsmessungen in Kombination mit der neu entwickelten Online-Identifikation der Spannungsfehler ausreicht, um die Oberwelleneinflüsse der Maschine und der Nichtlinearitäten des Wechselrichters in der Praxis zu berücksichtigen. Das parametrisierte Modell der Maschine wird durch zahlreiche Messungen validiert und der verbleibende Modellfehler in den einstelligen Prozentbereich abgeschätzt. Die Modellfehler sind klein genug, um sie in der Praxis problemlos mit dem Integralanteil des Reglers zu korrigieren.

Das parametrisierte, validierte Modell wird dann verwendet, um die Maschine im gesamten Betriebsbereich dynamisch und stationär optimal zu regeln. Dazu wird das Modell anschaulich und universell in drei Betriebsebenen, der Strom-, Flussverkettungs- und Spannungsebene, beschrieben. Da erstmalig mathematisch allgemeingültig bewiesen wird, dass die drei Betriebsebenen durch zweidimensionale, bijektive Funktionen miteinander verknüpft sind, ist es folglich aus theoretischer, regelungstechnischer Sicht möglich, die Maschine in jeder der drei Betriebsebenen zu regeln. Zu diesem Zweck kommt die Kombination aus einem neuartigen Trajektorienregler und einem erweiterten Repetitive Controller zum Einsatz. Der entwickelte Trajektorienregler ermöglicht dabei die präzise Kontrolle der als Trajektorien bezeichneten, dynamischen Übergangsvorgänge bei beliebigen Sollwertänderungen. Vier unterschiedliche, echtzeitfähige Verfahren zur Berechnung optimaler Trajektorien werden vorgeschlagen. Durch den Vergleich von Messreihen verschiedener Sollwertsprünge zeigt sich, dass das Verfahren, das die Zeit zum Erreichen der Stromsollwerte minimiert, das beste Gesamtverhalten aufweist. Mit diesem gelingt es, das Drehmoment beim verwendeten Prüfling bei halber Nenndrehzahl vom Minimal- zum Maximalwert um 440 Nm in 1,5 ms zu verstellen. Damit wurde die Drehmomentverstellung für eine hoch ausgenutzte, permanentmagneterregte Synchronmaschinen dynamisch erstmals an den durch die maximal zulässigen Ströme und Spannungen vorgegebenen physikalischen Grenzen durchgeführt. Die Unter-

schiede des elektromagnetischen und mechanischen Verhaltens zwischen den vier verschiedenen Trajektorien sind klein, sodass die erzielten Verbesserungen vor allem in hochdynamischen Anwendungen von Bedeutung sind. Für den Prüfling, der als Traktionsmotor in Elektrofahrzeugen zum Einsatz kommt, ist dies beispielsweise bei der Regelung und Dämpfung von Drehmoment-schwingungen gegeben. Mögliche Anwendungen aus dem automobilen Umfeld sind daher die Dämpfung von Drehmomentwelligkeiten des Verbrennungsmotors in Hybridfahrzeugen oder die Optimierung der Fahrdynamik durch aktive Eingriffe des Elektromotors bei der Antriebs-Schlupf-Regelung (ASR) oder dem Elektronischen-Stabilitäts-Programm (ESP) in Elektrofahrzeugen. In der Drehzahl- und Positionsregelung spielt die Drehmomentdynamik aufgrund des geringen Verhältnisses von Maximaldrehmoment zu Trägheitsmoment des Prüflings lediglich eine untergeordnete Rolle. Durch Simulationen konnte jedoch zusätzlich gezeigt werden, dass die unterschiedlichen Trajektorien die Dynamik von Drehzahl- und Positionsregelkreisen des zum Servomotor umskalierten Prüflings positiv beeinflussen.

Im stationären Betrieb ermöglicht die Berücksichtigung der Spannungsfehler im entworfenen, erweiterten Repetitive Controller die präzise Regelung und Dämpfung von beliebigen Oberschwingungen im gesamten Betriebsbereich. Dazu werden die online identifizierten Spannungsfehler rotorwinkelabhängig gespeichert und vorgesteuert. Nur durch die Identifikation der Spannungsfehler mit dem physikalisch präzisen Maschinenmodell und die geschickte Initialisierung des Speichers wird die schnelle Konvergenz des Verfahrens erreicht. Bei Nennmoment und halber Nenndrehzahl des Prüflings führt die Dämpfung der rotororientierten Oberschwingungsströme für Frequenzen bis 4 kHz auf einen THD-Wert von 0,13 %, was weniger als einem Achtel des unkompensierten Wertes entspricht. Der stationäre THD-Wert wird dabei nach einer Sollwertänderung aus dem Leerlauf innerhalb von 17 elektrischen Perioden bzw. 162 ms erreicht. Darüber hinaus ist mit dem entwickelten Repetitive Controller die phasen- und amplitudenrichtige Regelung von beliebigen Oberschwingungen bis zur durch die maximale Ausgangsspannung und die Taktfrequenz gegebenen Systemgrenze des Wechselrichters möglich. Dies erlaubt die gezielte Beeinflussung der Maschinengeräusche sowie die Reduktion von Drehmomentschwingungen.

Die Integration der entwickelten Verfahren in vorhandene Wechselrichter ist einfach und kann alleine durch die Aktualisierung der Betriebssoftware realisiert werden. Die Verfahren sind mikrorechnerfähig und der Bedarf an Rechenzeit und dynamischem Speicher gering. Die entwickelten Prinzipien der Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung sind dabei nicht auf permanentmagneterregte Synchronmaschinen begrenzt, sondern lassen sich auf andere

Maschinentypen und Netzanwendungen übertragen, wodurch die hochdynamische Regelung von Stromgrund- und -oberschwingungen in zahlreichen Anwendungsfeldern ermöglicht wird.

Ausblick

Die theoretischen und praktischen Erkenntnisse der vorliegenden Arbeit dienen in den drei behandelten Arbeitsfeldern der Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung als Grundlage weiterer Entwicklungen.

Die entwickelten Modelle lassen sich weiter verbessern. So können Verlustprozesse durch Stromverdrängung und Kreisströme durch einen frequenzabhängigen, ohmschen Strangwiderstand und hystereseschleifenbasierte Modelle des Magnetkreises berücksichtigt werden. Dazu müssen messtechnische Verfahren zur Bestimmung und Trennung der einzelnen Effekte entwickelt und erprobt werden. Dies führt zu einem tieferen Verständnis der Verlustprozesse und ermöglicht die fundierte Beurteilung der optimalen Speisung von Maschinen, beispielsweise mit Multilevel-Umrichtern.

Die in den entwickelten Verfahren benötigte Vorab-Parameteridentifikation kann entfallen, wenn der ohmsche Strangwiderstand und die Flussverkettungsfunktion online identifiziert werden. Unter Vernachlässigung der dynamischen Kreuzverkopplung und der Annahme eines linearen magnetischen Verhaltens über zwei Abtastintervalle, lassen sich die Flussverkettungen online in jedem Abtastschritt bestimmen. Durch geeignete Sollwerte, die online berechnet werden können, kann die Gültigkeit der Annahmen sichergestellt werden. So würde ein selbstlernendes Regelverfahren entstehen, das alle Modellparameter online während des Betriebs bestimmt. Die so identifizierten Modellparameter können dabei nicht nur zur Regelung, sondern auch zur Diagnose eingesetzt werden. Beispielsweise ließe sich von der in ψ_d enthaltenen Permanentmagnetflussverkettung auf die Magnettemperatur schließen oder die Spannungsfehler dazu verwenden, um Beschädigungen des Wechselrichters zu erkennen.

Aus der vorliegenden Arbeit ergibt sich eine Vielzahl weiterer Verbesserungs- und Optimierungsmöglichkeiten. Die dargelegte Theorie und die entwickelten Verfahren legen dafür den Grundstein.

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

A/D	Analog / Digital
Abb.	Abbildung
Abs.	Abschnitt
ASM	Asynchronmaschine
ASR	Antriebs-Schlupf-Regelung
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
d-Achse	Direkte Achse
DC	Direct Current
dq	Rotororientiert (Direkt- und Querachse)
DSP	Digitaler Signalprozessor
ESP	Elektronisches-Stabilitäts-Programm
ETI	Elektrotechnisches Institut
FEM	Finite-Elemente-Methode
FGE	Flussverkettungsgerade
FPGA	Field Programmable Gate Array
I-Anteil	Integral-Anteil
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IKT	Informations- und Kommunikationstechnik
KERS	Kinetic Energy Recovery System
KZS	Kurze Zeit zu Stromsollwerten
LED	Licht-emittierende Diode
MB	Mega Byte

MMPA	Maximales Moment Pro Ampere
MMPV	Maximales Moment Pro Volt
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
P-Regler	Proportional-Regler
PC	Personal Computer
PI	Proportional-Integral
PSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
q-Achse	Querachse
SDA	Schnelle Drehmomentantwort
SD-RAM	Synchronous Dynamic Random Access Memory
SGE	Stromgerade
THD	Total Harmonic Distortion
USB	Universal Serial Bus
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language

Formelzeichen

α	Reale Komponente des statorfesten, orthogonalen Bezugssystems
β	Imaginäre Komponente des statorfesten, orthogonalen Bezugssystems
C_{par}	Parasitäre Kapazität der Dioden, Zuleitung und Motorwicklung
d	Reale, direkte, Komponente des rotorfesten, orthogonalen Bezugssystems
f_{i_d}	1. Komponente der inversen Flussverkettungsfunktion im dq-System, die den Flussverkettungen den d-Strom zuordnet
f_{i_q}	2. Komponente der inversen Flussverkettungsfunktion im dq-System, die den Flussverkettungen den q-Strom zuordnet
f_{ψ}	Flussverkettungsfunktion im dq-System, die den Strömen die Flussverkettungen zuordnet
f_{ψ}^{-1}	Inverse der Flussverkettungsfunktion im dq-System, die den Flussverkettungen die Ströme zuordnet
f_{ψ_d}	1. Komponente der Flussverkettungsfunktion im dq-System, die den Strömen die d-Flussverkettung zuordnet

f_{ψ_q}	2. Komponente der Flussverkettungsfunktion im dq-System, die den Strömen die q-Flussverkettung zuordnet
f_T	Taktfrequenz
$f_{u_{stat}}$	Stationäre Spannungsfunktion im dq-System, die den Strömen die stationären Spannungen zuordnet
$f_{u_{stat}}^{-1}$	Inverse der stationären Spannungsfunktion im dq-System, die den stationären Spannungen die Ströme zuordnet
$f_{u_{d,stat}}$	1. Komponente der stationären Spannungsfunktion im dq-System, die den Strömen die stationäre d-Spannung zuordnet
$f_{u_{q,stat}}$	2. Komponente der stationären Spannungsfunktion im dq-System, die den Strömen die stationäre q-Spannung zuordnet
γ	Elektrischer Rotorwinkel
i	Strom
i_C	Kollektorstrom des IGBT
i_d	Strom der direkten Achse
$i_{d,Fe}$	Eisenverluststrom der direkten Achse
$i_{d,m}$	Magnetisierungsstrom der direkten Achse
i_d^*	Sollstrom der direkten Achse
$ i_{FT} $	Betrag der Fouriertransformierten der rotororientierten Ströme
i_m	Strangstrom des m -ten Strangs
I_{OS}	Stromüberschwingungseffektivwert
i_q	Strom der Querachse
$i_{q,Fe}$	Eisenverluststrom der Querachse
$i_{q,m}$	Magnetisierungsstrom der Querachse
i_q^*	Sollstrom der Querachse
I_{zk}	Zwischenkreisstrom
J_{ges}	Auf die Rotorwelle umgerechnetes Trägheitsmoment des Gesamtaufbaus
k	Zählvariable der natürlichen Zahlen $k \in \mathbb{N}$
k_{Filter}	Filter-Proportionalverstärkung der Speicherung der Spannungsfehler mit $k_{Filter} \in \mathbb{R}$ und $0 \leq k_{Filter} \leq 1$
$k_{p,d}$	Proportionalverstärkung zur Schätzung der Spannungsfehler der d-Achse

$k_{p,q}$	Proportionalverstärkung zur Schätzung der Spannungsfehler der q-Achse
l	Zählvariable $l \in \{1,2,3,4,5,6\}$
Λ_d	Differentielle Winkelabhängigkeit der d-Achse
Λ_q	Differentielle Winkelabhängigkeit der q-Achse
L_{dd}	Differentielle d-Induktivität der d-Achse
L_{dq}	Differentielle q-Induktivität der d-Achse
L_{qd}	Differentielle d-Induktivität der q-Achse
L_{qq}	Differentielle q-Induktivität der q-Achse
M	Wellendrehmoment
m	Strangindex $m \in \{1,2,3\}$
M_L	Lastdrehmoment
M_{reib}	Drehmoment verursacht durch Lager- und Luftreibung
M^*	Sollwert des Drehmoments
M_{streu}	Drehmoment verursacht durch Leistungspendelung zwischen mechanischer und magnetischer Energie aufgrund magnetischer Streupfade
n	Drehzahl
Ω^*	Sollwert der mechanischen Winkelgeschwindigkeit der Welle
Ω	Mechanische Winkelgeschwindigkeit der Welle
ω	Elektrische Kreisfrequenz
p	Polpaarzahl
P_{cu}	Kupferverlustleistung
P_{el}	Elektrische Leistung
P_{fe}	Ummagnetisierungsverlustleistung
$P_{\text{kühl}}$	Kühlleistung
P_{mag}	Magnetische Leistung
P_{mech}	Mechanische Leistung
$P_{\text{mech},i}$	Innere mechanische Leistung
P_{reib}	Reibungsverlustleistung
P_{streu}	Leistungspendelung zwischen mechanischer und magnetischer Energie aufgrund magnetischer Streupfade
Ψ	Flussverkettung
$\Psi_{1,PM}$	Permanentmagnetflussverkettung des 1. Strangs

ψ_d	Flussverkettung der direkten Achse
$\bar{\psi}_d$	Über eine Periode des Rotorwinkels gemittelte Flussverkettung der direkten Achse
ψ_m	Flussverkettung des m -ten Strangs
ψ_q	Flussverkettung der Querachse
$\bar{\psi}_q$	Über eine Periode des Rotorwinkels gemittelte Flussverkettung der Querachse
q	Imaginäre Querkomponente des rotorfesten, orthogonalen Bezugssystems
R	Ohmscher Strangwiderstand
R_1	Ohmscher Strangwiderstand des 1. Strangs
R_{12}	Ohmscher Widerstand von Klemme 1 zu Klemme 2
R_2	Ohmscher Strangwiderstand des 2. Strangs
R_{23}	Ohmscher Widerstand von Klemme 2 zu Klemme 3
R_3	Ohmscher Strangwiderstand des 3. Strangs
R_{31}	Ohmscher Widerstand von Klemme 3 zu Klemme 1
$R_{d,Fe}$	Eisenverlustwiderstand der direkten Achse
$R_{q,Fe}$	Eisenverlustwiderstand der Querachse
T	Zeitdauer eines Abtastintervalls
t	Zeit
THD_{4kHz}	Total Harmonic Distortion für Frequenzen bis 4 kHz
ϑ	Temperatur
T_{min}	Minimale Ein- bzw. Ausschaltzeit
$T_{S,off}$	Ausschaltverzögerungszeit
$T_{S,on}$	Einschaltverzögerungszeit
T_V	Verriegelungszeit
u_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung des IGBT
u_d^*	Wechselrichtersollspannung der d-Achse
u_d	Spannung der direkten Achse
u_{DB}^2	Quadrat der Dead-Beat-Spannung von einem Punkt der Strom- oder Flussverkettungsebene zu den Sollwerten
$U_{diff,Diode}$	Dioden-Diffusionsspannung
$U_{diff,IGBT}$	IGBT-Diffusionsspannung
$u_{d,stat}$	Stationäre Spannung der direkten Achse

Δu_d	Gesamter Spannungsfehler der d-Achse bestehend aus den Spannungsfehlern von Maschine und Wechselrichter
$\Delta u_{d,PSM}$	Spannungsfehler der d-Achse der permanentmagneterregten Synchronmaschine
$\Delta u_{d,WR}$	Spannungsfehler der d-Achse des Wechselrichters
Δu_q	Gesamter Spannungsfehler der q-Achse bestehend aus den Spannungsfehlern von Maschine und Wechselrichter
$\Delta u_{q,PSM}$	Spannungsfehler der q-Achse der permanentmagneterregten Synchronmaschine
$\Delta u_{q,WR}$	Spannungsfehler der q-Achse des Wechselrichters
$U_{F,Diode}$	Dioden-Vorwärtsspannung (forward voltage)
$U_{F,IGBT}$	IGBT-Vorwärtsspannung (forward voltage)
u_{GE}	Gate-Emitter-Spannung des IGBT
u_m	Strangspannung des m -ten Strangs
$U_{ohm,Diode}$	Ohmscher Spannungsabfall der Diode
$U_{ohm,IGBT}$	Ohmscher Spannungsabfall des IGBT
u_q^*	Wechselrichtersollspannung der q-Achse
u_q	Spannung der Querachse
$u_{q,stat}$	Stationäre Spannung der Querachse
U_{zk}	Zwischenkreisspannung
x	Variable der elektromagnetischen Größen $x \in \{i, u, \psi\}$
y	Variable für die d- und q-Achse mit $y \in \{d, q\}$

Abbildungsverzeichnis

1.1	Aufbau moderner Antriebssysteme. Ein Wechselrichter wird mit einer Gleichspannung versorgt und wandelt diese in ein dreiphasiges Wechselspannungssystem um, das zum Betrieb der Maschine benötigt wird. Der Wechselrichter wird dabei von einem Regler so angesteuert, dass das Antriebssystem die Antriebsaufgabe ausführt.	3
1.2	Struktureller Aufbau des Buches. Auf den in Klammern bezeichneten Seiten befindet sich die zu dem jeweiligen Thema gehörige, ausführliche Literaturrecherche.	8
2.1	Unterschiedliche Rotorbauweisen permanentmagneterregter Synchronmaschinen	11
2.2	Dreiphasiges, dynamisches, elektromagnetisches Ersatzschaltbild der im Gesamtsystem in Abb. 1.1 dargestellten permanentmagneterregten Synchronmaschine.	13
2.3	Spannungen, Ströme und Flussverkettungen können als Raumzeiger interpretiert und mathematisch äquivalent in verschiedenen Bezugssystemen dargestellt werden.	14
2.4	Dynamisches, elektromagnetisches Ersatzschaltbild der permanentmagneterregten Synchronmaschine in rotororientierten Koordinaten.	16
2.5	Ein einfaches Modell ferromagnetischer Werkstoffe besteht aus Elementarmagneten, die sich in Bezirken gleich ausrichten (a). Dies führt zu einer stromabhängigen, nichtlinearen Flussverkettung (b).	17
2.6	Gemeinsame Flusspfade von d- und q-Fluss im Statorjoch führen zu Kreuzverkopplung.	18

2.7	Durch die Konstruktion der Maschine sind die Flussverkettungen in den Statorwicklungen in Abhängigkeit des Rotorwinkels γ nicht sinusförmig. Dies ist beispielhaft für die Permanentmagnetflussverkettung des ersten Strangs $\psi_{1,PM}$ gezeigt.	19
2.8	Leistungsflussdiagramm elektrischer Maschinen	21
2.9	Spannungs-Zeit-Flächen in d- und q-Achse innerhalb eines Abtastintervalls zwischen den Zeitpunkten t_k und t_{k+1}	23
2.10	Spannungszeitflächen der d- und q-Achse. Im Vergleich zu Abb. 2.9 sind Oberwelleneffekte in den Spannungsfehlern $\Delta u_{d,PSM}$ und $\Delta u_{q,PSM}$ zusammengefasst. Die Momentanwerte der Flussverkettungen sind damit nicht mehr vom Rotorwinkel γ , sondern nur von den Strömen i_d und i_q abhängig.	25
2.11	Rot eingezeichnete Streupfade des Magnetfelds führen zu zusätzlichen Rippelmomenten.	27
2.12	Implementierung des Maschinenmodells in der akausalen Simulationsumgebung <i>Matlab Simscape</i>	29
2.13	Ersatzschaltbild des im Gesamtsystem in Abb. 1.1 dargestellten Wechselrichters.	31
2.14	Spannungsebene im $\alpha\beta$ - (a) und dq-System (b) für einen Rotorwinkel von $\gamma = 15^\circ$. Der blaue Pfeil markiert beispielhaft den resultierenden Spannungsraumzeiger, wenn S4, S5 und S7 bzw. S8 für jeweils ein Drittel des Abtastintervalls eingeschaltet werden. Die Umsetzung des Spannungsraumzeigers ist für ein Abtastintervall bei Super-Sinus-Modulation in (c) gezeigt.	33
2.15	Nichtlineares Schaltverhalten eines IGBTs im Brückenweig	35
2.16	Bei der Ansteuerung der IGBTs müssen Verriegelungs- und Mindestein- und -ausschaltzeiten eingehalten werden. Dadurch sind nicht alle $\alpha\beta$ -Spannungen innerhalb des Sechsecks aus Abb. 2.14 (a) erreichbar.	37
3.1	Prüfaufbauten zur Parameteridentifikation von permanentmagneterregten Synchronmaschinen.	40
3.2	Messablauf zur Identifikation des Strangwiderstands und der Flussverkettungen mit drehzahlgeregeltem Prüfstand	43
3.3	Stationäres, elektromagnetisches Ersatzschaltbild der permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Berücksichtigung von Eisenverlusten	44

3.4	Ableich des Rotorlagegebers unter Berücksichtigung von Eisenverlusten. In der Spannungsebene ist die Fehlorientierung auf $u_d = 0$ mit einem grauen und der korrekte Ableich mit einem schwarzen Koordinatensystem dargestellt.	45
3.5	Flussverkettungsfunktion des Prüflings mit einer Maximalleistung von 97 kW aus Abschnitt 5.1. Die Einflüsse von Eisensättigung und Kreuzverkopplung sind deutlich erkennbar.	47
3.6	Inverse Flussverkettungsfunktion des Prüflings aus Abschnitt 5.1.	49
3.7	Differentielle Induktivitäten des Prüflings aus Abschnitt 5.1.	51
4.1	Strukturbild des Reglers des Gesamtsystems aus Abb. 1.1. Der Regler besteht aus einem Trajektorienregler zur Kontrolle der Dynamik und einem Pfad zur Identifikation und Speicherung der Spannungsfehler zur präzisen Regelung und Dämpfung von Oberschwingungen.	57
4.2	Zeitliche Abfolge des Regelverfahrens. Die Messungen erfolgen zu Beginn des Abtastintervalls. Während des Abtastintervalls werden die Berechnungen der in Abb. 4.1 dargestellten Blöcke durchgeführt, die sich zeitlich auf die drei dargestellten Abtastintervalle beziehen.	58
4.3	Reglerstruktur des Trajektorienreglers. Das Bild zeigt den Inhalt des Trajektorienregler-Blocks aus Abb. 4.1. Nach einem Prädiktionsschritt wird die Sollspannung des Wechselrichters berechnet.	61
4.4	Das Betriebsverhalten von elektrischen Maschinen kann in drei Ebenen analysiert werden: in der Strom-, Flussverkettungs- und Spannungsebene. In der Abbildung ist beispielhaft der elektromagnetische Zustand des Prüflings aus Abschnitt 5.1 bei einer Drehzahl von 3000 min^{-1} , einem elektrischen Rotorwinkel von 15° und prädierten Strömen von $i_{d,t_1} = -200 \text{ A}$ und $i_{q,t_1} = 175 \text{ A}$ zu sehen. Dabei ist $i_{\text{max}} = 425 \text{ A}$, $\psi_{\text{max}} = 0,2 \text{ Vs}$ und $u_{\text{max}} = \frac{2}{3}U_{\text{zk}} = 200 \text{ V}$	65
4.5	Kennfelder der stationären Spannung des Prüflings aus Abschnitt 5.1 bei einer Drehzahl von 3000 min^{-1}	66
4.6	Prädierte Ströme und Stromsollwerte werden durch eine Gerade in der Stromebene miteinander verbunden. In jedem Abtastschritt lässt sich der Schnittpunkt der Gerade mit dem Sechseck der erreichbaren Ströme berechnen.	72

4.7	Prädizierte Flussverkettungen und neue Flussverkettungssollwerte werden durch eine Gerade in der Flussverkettungsebene miteinander verbunden. In jedem Abtastschritt lässt sich der Schnittpunkt der Gerade mit dem Sechseck der erreichbaren Flussverkettungen berechnen.	73
4.8	Strategie der schnellen Drehmomentantwort. Das Begrenzungsverfahren auf den Maximalstromkreis und die lineare Interpolation zur Bestimmung des Extremwerts des Drehmoments sind dargestellt.	75
4.9	Strategie der kurzen Zeit zu den Stromsollwerten. Das Begrenzungsverfahren auf den Maximalstromkreis und die lineare Interpolation zur Bestimmung des Extremwerts der Dead-Beat-Spannung sind dargestellt.	79
5.1	Verwendeter Motorprüfstand. Zu sehen sind der Maschinensatz, der PC zur Bedienung und die zwei Schaltschränke, die jeweils Leistungselektronik, Signalverarbeitung und Messtechnik beinhalten.	88
5.2	Aufbau der mechanischen Verbindung von Prüfling (PSM) und Lastmaschine (ASM) (vgl. [S8]).	89
5.3	Schaltplan der Leistungselektronik (vgl. [13])	91
5.4	Strukturbild der Signalverarbeitung (vgl. [13])	92
6.1	Abschätzung der Modellfehler. Die dynamische rotatorische Spannung kann selbst im Nennpunkt einen deutlichen Anteil der Nennspannung ausmachen und darf daher nicht vernachlässigt werden (a). Der Einfluss der Eisenverluste ist dagegen klein (b). . .	101
6.2	Kurzschluss des Prüflings bei halber Nenndrehzahl von 2100 min^{-1} aus dem Leerlauf bei einem elektrischen Rotorwinkel von 180° . Simulations- und Messergebnisse stimmen innerhalb des zulässigen Betriebsbereichs sehr gut überein.	104
6.3	Gemessener Drehmomentsprung von 0 N m auf 200 N m bei 2100 min^{-1} und einem initialen elektrischen Rotorwinkel von 180° . Die schwarz eingezeichneten Sollwerte ändern sich von 0 A auf $(i_d^*, i_q^*) = (-327,9 \text{ A}, 194,3 \text{ A})$. Farblich unterschieden sind die vier unterschiedlichen Trajektorien. Die zu Beginn jedes Abtastintervalls gemessenen Werte sind mit schwarzen Punkten gekennzeichnet und zur besseren Lesbarkeit durch Geradenstücke miteinander verbunden.	107

6.4	Die Messergebnisse der Abb. 6.3 (a) bis (c) können ebenfalls in der Strom-, Flussverkechtungs- und Spannungsebene angegeben werden. Dadurch sind die unterschiedlichen Trajektorien und ihr Wirkprinzip deutlicher zu erkennen.	108
6.5	Der Drehmomentsprung der Abb. 6.3 bzw. Abb. 6.4 wurde mit dem entwickelten Maschinenmodell simuliert. Die zugehörigen Simulationsergebnisse sind in den drei Graphen gezeigt. Mess- und Simulationsergebnissen zeigen sehr gute Übereinstimmung.	109
6.6	Messergebnisse der Drehmomentumkehr von -200 Nm auf 200 Nm bei einer Drehzahl von 2100 min^{-1} . Der Sollwertsprung wird bei einem elektrischen Rotorwinkel von 180° ausgelöst. Bei der Drehmomentumkehr bleibt der Sollwert des d-Stroms konstant bei $-327,9\text{ A}$, wohingegen der q-Strom von $-194,3\text{ A}$ auf $194,3\text{ A}$ invertiert wird. Die ungünstige SDA Trajektorie mit dem langsamen Drehmomentanstieg ist klar zu erkennen.	111
6.7	Die Verfahren zur Berechnung der unterschiedlichen Trajektorien werden für verschiedene Sollwertänderungen bei einer Drehzahl von 2100 min^{-1} verglichen. Die Stromsollwerte sind für ausgewählte Drehmomentsprünge (a) und Drehmomentumkehrungen (b) in den Abbildungen definiert. Die zugehörigen Ergebnisse sind in Tabelle 6.1 angegeben.	113
6.8	Simulationsergebnisse der Drehzahlregelung des zum Servomotor umskalierten Prüfings. Die Wahl der Trajektorie spielt auch in überlagerten Drehzahlregelkreisen eine Rolle.	116
6.9	Simulationsergebnisse der Positionsregelung des zum Servomotor umskalierten Prüfings. Je nach Trajektorie ist die erreichbare Dynamik des Positionsregelkreises verschieden.	117
6.10	Gemessene Stromverläufe einer elektrischen Periode für die drei verschiedenen Stromregler bei 2100 min^{-1} und Nennmoment von 130 Nm . Nur das vorgeschlagene Verfahren (c) dämpft alle Stromüberschwingungen unabhängig von ihrer physikalischen Ursache. Dies zeigen die fouriertransformierten Oberschwingungsanteile der Ströme (d).	119
6.11	Online identifizierte Spannungsfehler des Verfahrens aus Abb. 4.1 bei 2100 min^{-1} und Nennmoment von 130 Nm . Vorsteuerung der in den Graphen gezeigten Spannungsfehler führt zu den in Abb. 6.10 (c) gezeigten Stromverläufen.	121

6.12 Farblich kodierte Darstellung des gemessenen Stromoverschwingungseffektivwerts im gesamten Drehmoment-Drehzahl-Bereich des Prüflings für die drei Regler. Die schwarz markierten Punkte kennzeichnen Messungen und das schwarze Kreuz den Referenz-Arbeitspunkt. Die Stromoverschwingungen des vorgeschlagenen Verfahrens sind im Vergleich zu den konventionellen Verfahren deutlich reduziert. . . . 122

6.13 Beliebige Oberschwingungen können phasen- und amplitudenrichtig geregelt werden. Beispielhaft ist dies für die Messung einer Rechteckschwingung sechsfacher Grundfrequenz des d-Stroms für beide Regler-Konfigurationen gezeigt. Die Berücksichtigung der Spannungsfehler führt zu besseren Ergebnissen (b). 124

6.14 Das dynamische Verhalten des vorgeschlagenen Verfahrens wird anhand des Sprungs vom Leerlauf zum Referenz-Arbeitspunkt verdeutlicht. Die neuen Sollwerte werden durch den Trajektorienregler eingeregelt. Im Anschluss erreicht die Identifikation und Vorsteuerung der Spannungsfehler nach einem Sechstel der elektrischen Periode bereits eine signifikante Reduktion der Stromoverschwingungen. 126

Tabellenverzeichnis

1.1 Elektrische Energieverwendung in Deutschland im Jahr 2011 [2]. Der größte Anteil der elektrischen Energie wird durch Antriebssysteme mechanisch gewandelt.	1
1.2 Regelverfahren lassen sich nach Regelgrößen (Spalten) und Regelmethode (Zeilen) klassifizieren. In jeder Zelle der Tabelle kann theoretisch ein Regler eines Antriebssystems entworfen werden. Eine Auswahl veröffentlichter Regelverfahren ist in der Tabelle eingetragen. Die in dieser Arbeit vorgestellten, prädiktiven Regelverfahren gehören zu den blau markierten Zellen.	5
2.1 Mögliche Schaltzustände des Wechselrichters aus Abb. 2.13	32
5.1 Kenndaten der verwendeten Maschinen	89
5.2 Messbereiche und Quantisierungsstufen der Spannungsmessung	96
6.1 Die vier Verfahren zur Berechnung der unterschiedlichen Trajektorien werden hinsichtlich der benötigten Zeit zu den Stromsollwerten und der Fähigkeit, das Sollmoment schnell auf- oder abzubauen, verglichen. Die Tabelle enthält beide Kennwerte der Experimente aus Abschnitt 6.2.1 und 6.2.2 sowie die Messergebnisse aller Sollwertänderungen aus Abb. 6.7. In jeder Zeile sind die besten Ergebnisse grau hinterlegt.	114

Literaturverzeichnis

Eigene Veröffentlichungen

- [E1] J. RICHTER, P. WINZER und M. DOPPELBAUER, „Einsatz virtueller Prototypen bei der akausalen Modellierung und Simulation von permanent-erregten Synchronmaschinen“, in *Internationaler ETG-Kongress*, Berlin, Deutschland, November 2013.
- [E2] J. RICHTER, T. GEMASSMER und M. DOPPELBAUER, „Predictive current control of saturated cross-coupled permanent magnet synchronous machines“, in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Ischia, Italien, Juni 2014, S. 830–835.
- [E3] J. RICHTER, A. DOLLINGER und M. DOPPELBAUER, „Iron loss and parameter measurement of permanent magnet synchronous machines“, in *International Conference on Electrical Machines*, Berlin, Deutschland, September 2014, S. 1635–1641.
- [E4] J. RICHTER, P. BAUERLE, T. GEMASSMER und M. DOPPELBAUER, „Transient trajectory control of permanent magnet synchronous machines with nonlinear magnetics“, in *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Sevilla, Spanien, März 2015, S. 2345–2351.
- [E5] J. RICHTER, T. LANNERT, T. GEMASSMER und M. DOPPELBAUER, „Mitigation of current harmonics in inverter-fed permanent magnet synchronous machines with nonlinear magnetics“, in *Proceedings of PCIM Europe*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2015, S. 725–732.
- [E6] J. RICHTER und M. DOPPELBAUER, „Improving dynamics of repetitive control based current harmonic mitigation in inverter-fed permanent magnet synchronous machines with nonlinear magnetics“, in *Pro-*

- ceedings of the 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Glasgow, Schottland, April 2016, S. 1–6.
- [E7] J. RICHTER und M. DOPPELBAUER, „Predictive trajectory control of permanent-magnet synchronous machines with nonlinear magnetics“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 63, Nr. 6, S. 3915–3924, Juni 2016.
- [E8] J. RICHTER und M. DOPPELBAUER, „Control and mitigation of current harmonics in inverter-fed permanent magnet synchronous machines with nonlinear magnetics“, *IET Power Electronics*, akzeptiert, verfügbar als Early Access Article, 2016.
- [E9] M. SCHIEFER, J. RICHTER und M. DOPPELBAUER, „Potentiale verbesserter Kühlkonzepte für elektrische Fahrtriebe in Hybrid- und Elektrofahrzeugen“, in *Internationaler ETG-Kongress*, Berlin, Deutschland, November 2013.
- [E10] T. GEMASSMER, J. RICHTER, M. SCHNARRENBERGER und M. BRAUN, „High dynamic rotor oriented current control for permanent magnet synchronous machines with saturation characteristics“, in *Proceedings of PCIM Europe*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2014, S. 153–160.
- [E11] T. GEMASSMER, J. RICHTER, M. SCHNARRENBERGER und M. BRAUN, „Dynamic overmodulation for highly dynamic current control of IPMSM with saturation characteristics“, in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Ischia, Italien, Juni 2014, S. 842–847.
- [E12] 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 *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Dallas, USA, Oktober 2014, S. 3763–3769.
- [E13] M. VEIGEL, P. WINZER, J. RICHTER und M. DOPPELBAUER, „New FPGA-based and inline-capable measuring method for the identification of magnetic losses in electrical steel“, in *5th International Electric Drives Production Conference and Exhibition*, Nürnberg, Deutschland, September 2015, S. 84–89.

- [E14] 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.
- [E15] 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 *Proceedings of the 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Glasgow, Schottland, April 2016, S. 1–6.
- [E16] S. DECKER, J. RICHTER und M. BRAUN, „Predictive current control and online parameter identification of permanent magnet synchronous machines with nonlinear magnetics“, in *Proceedings of the 18th European Conference on Power Electronics and Applications*, Karlsruhe, Deutschland, September 2016, akzeptiert.
- [E17] P. WINZER, J. RICHTER und M. DOPPELBAUER, „Dynamic control of generalized electrically excited synchronous machines using predictive flux control“, in *42th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florenz, Italien, Oktober 2016, akzeptiert.

Studentische Arbeiten

- [S1] A. DOLLINGER, *Quasistationäre Modellierung und Simulation des elektrischen Antriebsstrangs eines zentralen Achsantriebes*. Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2012.
- [S2] M. KLUCKE, *Dynamische Modellierung einer permanenterregten Synchronmaschine*. Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2012.
- [S3] L. BRAUN, *Fahrer- und fahrsituationsabhängige Bewertung unterschiedlicher Elektromotorkonzepte*. Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2012.
- [S4] P. WINKLER, *Programmierung einer echtzeitfähigen Schnittstelle zwischen Matlab/Simulink und einer Fahrsimulationen*. Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.

- [S5] E. TIETZ, *Untersuchung des aktiven Kurzschlusses von Synchronmaschinen mit Reluktanzmoment*. Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [S6] M. RAPIERSKI, *Generierung fahrer- und fahrsituationsabhängiger Fahrzyklen*. Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [S7] C. JOOS, *Entwicklung eines nichtlinearen Großsignal-Batteriemodells für Anwendungen im Automobilbereich*. Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [S8] A. DOLLINGER, *Messmethoden zur Parameteridentifikation von Synchronmaschinen*. Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [S9] P. BÄUERLE, *Prädiktive Regelung hochausgenutzter Synchronmaschinen*. Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [S10] S. DECKER, *Prädiktive Regelung hochausgenutzter Synchronmaschinen mit Online-Parametererfassung*. Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S11] S. LUTZ, *Konstruktion und Inbetriebnahme eines E-Bike Prüfstands*. Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.

Datenblätter und Applikationshinweise

- [D1] *Applikationshinweise SkiiP*. SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG. Sigmundstr. 200, 90431 Nürnberg, Deutschland, 2004.
- [D2] *HSM1 - Hybrid Synchronous Motor*. BRUSA Elektronik AG. Neudorf 14, 9466 Sennwald, Schweiz, 2013.
- [D3] *2SB 3 - Schnelldrehende Prüfstandsmaschinen - Betriebsanleitung*. Wittur Electric Drives GmbH. Offenbruger Str. 3, 01189 Dresden, Deutschland, 2008.
- [D4] *SKiiP 513GD122-3DUL*. SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG. Sigmundstr. 200, 90431 Nürnberg, Deutschland, 2007.
- [D5] *D.Module.VC33 Technical Data Sheet*. D.SignT Digital Signalprocessing Technology. Gelderner Str. 36, 47647 Kerken, Deutschland, 2000.

- [D6] *TMS20C6748*. Texas Instruments. Post Office Box 655303, 75265 Dallas, USA, 2009.
- [D7] *Altera Cyclone FPGA Family*. Altera Corporation. Innovation Drive 101, 95134 San Jose, USA, 2003.
- [D8] *Altera Cyclone IV FPGA Device Family Overview*. Altera Corporation. Innovation Drive 101, 95134 San Jose, USA, 2014.
- [D9] *THS1206*. Texas Instruments. Post Office Box 655303, 75265 Dallas, USA, 1999.
- [D10] *Modules Explanations SKiiP*. SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG. Sigmundstr. 200, 90431 Nürnberg, Deutschland, 2007.
- [D11] *Heidenhain Drehgeber*. Dr. Johannes Heidenhain GmbH. Dr.-Johannes-Heidenhain-Str. 5, 83301 Trainreut, Deutschland, 2014.
- [D12] *T10F Drehmoment-Messflansch*. Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH. Im Tiefen See 45, 64201 Darmstadt, Deutschland, 2007.
- [D13] *High Performance Current Transducer IT 1000-S/SP1 ULTRASTAB*. LEM Europe GmbH. Frankfurter Str. 74, 64521 Gross-Gerau, Deutschland, 2012.
- [D14] *Precision Power Analyzer WT3000*. Yokogawa Deutschland GmbH. Broichhofstr. 7-11, 40880 Ratingen, Deutschland, 2007.
- [D15] *Selten-Erd-Dauermagnete Vacodym - Vacomax*. Vacuumschmelze GmbH & Co. KG. Grüner Weg 37, 63450 Hanau, Deutschland, 2014.
- [D16] *Katalog Synchrone Servomotoren CMP40 - CMP112, CMPZ71 - CMPZ100*. SEW Eurodrive GmbH & Co KG. P.O. Box 3023, 76642 Bruchsal, Deutschland, 2007.

Fremdliteratur

- [1] KRAFTFAHRT-BUNDESAMT, „Fahrzeugzulassungen (FZ) - Neuzulassungen von Kraftfahrzeugen nach Umwelt-Merkmalen“, S. 11, Apr. 2015.
- [2] H.-J. ZIESING, „Anwendungsbilanzen für die Endenergiesektoren in Deutschland in den Jahren 2010 und 2011“, *AG Energiebilanzen e.V., Studie beauftragt vom Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie*, S. 26, März 2013.

- [3] M. H. JACOBI, „Mémoire sur l’application de l’électro-magnétisme au mouvement des machines“, Potsdam, 1835.
- [4] G. NEIDHÖFER, „Early three-phase power“, *IEEE Power and Energy Magazine*, Bd. 5, Nr. 5, S. 88–100, Sep. 2007.
- [5] SIEMENS AG, Hrsg., *Siemens entwickelt Weltrekord-Elektromotor für Luftfahrzeuge*. Presseinformation vom 24.03.2015.
- [6] Magneti Marelli S. p. A., Hrsg., *KERS*. http://www.magneti-marelli.com/business_areas/motorsport/technological-excellences/kers (31.03.2016).
- [7] P. CORTES, M. KAZMIERKOWSKI, R. KENNEL, D. QUEVEDO und J. RODRIGUEZ, „Predictive control in power electronics and drives“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 55, Nr. 12, S. 4312–4324, Dez. 2008.
- [8] M. KAZMIERKOWSKI und L. MALESANI, „Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 45, Nr. 5, S. 691–703, Okt. 1998.
- [9] F. MOREL, X. LIN-SHI, J.-M. RETIF, B. ALLARD und C. BUTTAY, „A comparative study of predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 56, Nr. 7, S. 2715–2728, Juli 2009.
- [10] D. SCHRÖDER, *Elektrische Antriebe Regelung von Antriebssystemen*. 3. Auflage, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009, ISBN: 978-3-540-89612-8.
- [11] U. NUSS und A. ROOT, „Benötigt ein pulsweitenmoduliert betriebener Drehstromantrieb einen Stromzustandsregler?“, *Technischer Bericht - IAF-Report*, Nr. 8, S. 1–17, 2012.
- [12] A. LISKE, P. HOFMEIER und M. BRAUN, „Extended straightforward current control for permanent magnet synchronous machines“, in *15th European Conference on Power Electronics and Applications*, Lille, Frankreich, September 2013.
- [13] T. GEMASSMER, *Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technology, KIT Scientific Publishing, 2015, ISBN: 978-3-7315-0366-8.

-
- [14] B.-J. KANG und C.-M. LIAW, „A robust hysteresis current-controlled PWM inverter for linear PMSM driven magnetic suspended positioning system“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 48, Nr. 5, S. 956–967, Nov. 2001.
- [15] I. TAKAHASHI und Y. OHMORI, „High-performance direct torque control of an induction motor“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 25, Nr. 2, S. 257–264, März 1989.
- [16] Y. S. KUNG und M. H. TSAI, „FPGA-based speed control IC for PMSM drive with adaptive fuzzy control“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 22, Nr. 6, S. 2476–2486, Nov. 2007.
- [17] M. N. UDDIN und M. M. I. CHY, „A novel fuzzy-logic-controller-based torque and flux controls of IPM synchronous motor“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 46, Nr. 3, S. 1220–1229, Mai 2010.
- [18] S. GDAIM, A. MTIBAA und M. F. MIMOUNI, „Design and experimental implementation of DTC of an induction machine based on fuzzy logic control on FPGA“, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Bd. 23, Nr. 3, S. 644–655, Juni 2015.
- [19] V. I. UTKIN, „Sliding mode control design principles and applications to electric drives“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 40, Nr. 1, S. 23–36, Feb. 1993.
- [20] C. LASCU und A. M. TRZYNADLOWSKI, „Combining the principles of sliding mode, direct torque control, and space-vector modulation in a high-performance sensorless AC drive“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 40, Nr. 1, S. 170–177, Jan. 2004.
- [21] J. S. LEE, C.-H. CHOI, J.-K. SEOK und R. LORENZ, „Deadbeat-direct torque and flux control of interior permanent magnet synchronous machines with discrete time stator current and stator flux linkage observer“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 47, Nr. 4, S. 1749–1758, Juli 2011.
- [22] M. DEPENBROCK, „Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 3, Nr. 4, S. 420–429, Okt. 1988.
- [23] W. XIE, X. WANG, F. WANG, W. XU, R. KENNEL, D. GERLING und R. LORENZ, „Finite-control-set model predictive torque control with a deadbeat solution for PMSM drives“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 62, Nr. 9, S. 5402–5410, Sep. 2015.

- [24] M. PREINDL und S. BOLOGNANI, „Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 28, Nr. 2, S. 1007–1015, Feb. 2013.
- [25] F. MINK, *Modellierung und hochdynamische Stromregelung von PM-Synchronmaschinen unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten*. Dissertation, Universität Darmstadt, Ingenieurwissenschaftlicher Verlag, 2013, ISBN: 978-3-944653-02-0.
- [26] W. SOONG und T. MILLER, „Theoretical limitations to the field-weakening performance of the five classes of brushless synchronous AC motor drive“, in *Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives*, Oxford, England, September 1993, S. 127–132.
- [27] P. WINZER und M. DOPPELBAUER, „Theoretical analysis of synchronous machines with displaced reluctance axis“, in *International Conference on Electrical Machines*, Berlin, Deutschland, September 2014, S. 641–647.
- [28] D. SCHRÖDER, *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. 4. Auflage, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009, ISBN: 978-3-642-02989-9.
- [29] G. MÜLLER und B. PONICK, *Theorie elektrischer Maschinen*. 6. Auflage, Wiley-VCH Verlag, 2009, ISBN: 978-3-527-40526-8.
- [30] R. FISCHER, *Elektrische Maschinen*. 15. Auflage, Carl Hanser Verlag München, 2011, ISBN: 978-3-446-42554-5.
- [31] A. BINDER, *Elektrische Maschinen und Antriebe - Grundlagen, Betriebsverhalten*. 3. Auflage, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012, ISBN: 978-3-540-71849-9.
- [32] 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.
- [33] S. L. KELLNER, *Parameteridentifikation bei permanenterregten Synchronmaschinen*. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Verlag Dr. Hut, 2012, ISBN: 978-3-843908-45-0.
- [34] R. STEVENSON, „The role of coenergy & the development of a comprehensive analytical model for a PM motor“, in *Vehicle Power and Propulsion Conference*, Dearborn, USA, September 2009, S. 275–282.

- [35] R. MICHEL, *Kompensation von sättigungsbedingten Harmonischen in den Strömen feldorientiert geregelter Synchronmotoren*. Dissertation, Universität Dresden, Vieweg&Teubner, 2009, ISBN: 978-3-8348-0908-7.
- [36] 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.
- [37] H. SPÄTH, *Leistungsbegriffe für Ein- und Mehrphasensysteme*. 2. Auflage, VDE Verlag, 2012, ISBN: 978-3-8007-3449-8.
- [38] S. CHEN, T. LIPO und D. FITZGERALD, „Source of induction motor bearing currents caused by PWM inverters“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Bd. 11, Nr. 1, S. 25–32, März 1996.
- [39] O. MAGDUN, A. BINDER und Y. GEMEINDER, „Representation of iron core and dielectric losses for calculation of common mode stator ground currents in inverter-fed AC machines“, in *12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, Basov, Rumänien, Mai 2010, S. 371–376.
- [40] B. HEIDLER, K. BRUNE und M. DOPPELBAUER, „High-frequency model and parameter identification of electrical machines using numerical simulations“, in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Coeur d’Alene, USA, Mai 2015, S. 1221–1227.
- [41] P. MILANFAR und J. LANG, „Monitoring the thermal condition of permanent-magnet synchronous motors“, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Bd. 32, Nr. 4, S. 1421–1429, Okt. 1996.
- [42] A. EL-REFAIE, N. HARRIS, T. JAHNS und K. RAHMAN, „Thermal analysis of multibarrier interior PM synchronous machine using lumped parameter model“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Bd. 19, Nr. 2, S. 303–309, Juni 2004.
- [43] T. BAUML, C. JUNGREUTHMAYER und C. KRAL, „An innovative parametrization method for a thermal equivalent circuit model of an interior permanent magnet synchronous machine“, in *37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, Australien, November 2011, S. 1746–1751.

- [44] T. HUBER, W. PETERS und J. BOCKER, „A low-order thermal model for monitoring critical temperatures in permanent magnet synchronous motors“, in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Manchester, England, 2014, S. 1–6.
- [45] O. WALLSCHEID und J. BÖCKER, „Wirkungsgradoptimale Arbeitspunktsteuerung für einen permanenterrregten Synchronmotor mit vergrabenen Magneten unter Berücksichtigung von Temperatureinflüssen“, in *Internationaler ETG-Kongress*, Berlin, Deutschland, November 2013.
- [46] G. MÜLLER und B. PONICK, *Berechnung elektrischer Maschinen*. 6. Auflage, Wiley-VCH Verlag, 2008, ISBN: 978-3-527-40525-1.
- [47] N. URASAKI, T. SENJYU und K. UEZATO, „A novel calculation method for iron loss resistance suitable in modeling permanent-magnet synchronous motors“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Bd. 18, Nr. 1, S. 41–47, März 2003.
- [48] S. KELLNER, M. SEILMEIER und B. PIEPENBREIER, „Impact of iron losses on parameter identification of permanent magnet synchronous machines“, in *1st International Electric Drives Production Conference*, Nürnberg, Deutschland, September 2011, S. 11–16.
- [49] G. BERTOTTI, *Hysteresis in magnetism: For physicists, materials scientists, and engineers*. Gulf Professional Publishing, 1998, ISBN: 978-0-120932-70-2.
- [50] P. BREINING, *Entwicklung einer innovativen Messmethode zur realitätsnahen Modellierung der Eisenverluste in weichmagnetischen Werkstoffen*. Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [51] P. VAS, K. HALLENIUS und J. BROWN, „Cross-saturation in smooth-air-gap electrical machines“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Bd. EC-1, Nr. 1, S. 103–112, März 1986.
- [52] M. GIPSER, *Systemdynamik und Simulation*. Teubner Verlag, 1999, ISBN: 978-3519027430.
- [53] Y.-C. KWON, S. KIM und S.-K. SUL, „Voltage feedback current control scheme for improved transient performance of permanent magnet synchronous machine drives“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 59, Nr. 9, S. 3373–3382, Sep. 2012.

-
- [54] S. BOLOGNANI, L. TUBIANA und M. ZIGLIOTTO, „High dynamic PMSM current control by optimal saturation management of current regulators“, in *29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Roanoke, USA, November 2003, S. 1261–1266.
- [55] S. BOLOGNANI, M. TOMASINI, L. TUBIANA und M. ZIGLIOTTO, „Design and implementation of a minimum-time torque control for IPM motor drives“, in *Fortieth IAS Annual Meeting Industry Applications Conference*, Hong Kong, China, Oktober 2005, S. 304–310.
- [56] S. LERDUDOMSAK, S. DOKI und S. OKUMA, „Voltage limiter calculation method for fast torque response of IPMSM in overmodulation range“, in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Porto, Portugal, November 2009, S. 1383–1388.
- [57] H. GHASEMI und S. VAEZ-ZADEH, „A very fast direct torque control for permanent magnet synchronous motors start up“, in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Niagara Falls, Kanada, Mai 2004, S. 1673–1677.
- [58] J. S. LEE, R. LORENZ und M. VALENZUELA, „Time-optimal and loss-minimizing deadbeat-direct torque and flux control for interior permanent-magnet synchronous machines“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 50, Nr. 3, S. 1880–1890, Mai 2014.
- [59] K.-H. GROTE und H. DUBBEL, *Dubbel Taschenbuch für den Maschinenbau*. 23. Auflage, Springer-Verlag, 2011, ISBN: 978-3-642-17305-9.
- [60] F. JENNI, *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Teubner Stuttgart Zürich, 1995, ISBN: 3-519-06176-7.
- [61] M. MEYER, *Leistungselektronik*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 1990, ISBN: 3-540-52460-6.
- [62] N. MOHAN, T. M. UNDERLAND und W. P. ROBINGS, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons New York, 1989, ISBN: 0-471-50537-4.
- [63] A. WINTRICH, U. NICOLAI, W. TURSKY und T. REIMANN, *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. Semikron International GmbH, ISLE Verlag Illmenau, 2010, ISBN: 978-3-938843-56-7.
- [64] F. ZACH, *Leistungselektronik - Ein Handbuch*. 4. Auflage, Springer Verlag Wien New York, 2010, ISBN: 978-3-211-89213-8.

- [65] M. SEILMEIER, C. WOLZ und B. PIEPENBREIER, „Modelling and model based compensation of non-ideal characteristics of two-level voltage source inverters for drive control application“, in *1st International Electric Drives Production Conference*, Nürnberg, Deutschland, September 2011, S. 17–22.
- [66] H.-S. KIM, K.-H. KIM und M.-J. YOUN, „On-line dead-time compensation method based on time delay control“, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Bd. 11, Nr. 2, S. 279–285, März 2003.
- [67] S. BOLOGNANI, L. PERETTI und M. ZIGLIOTTO, „Repetitive-control-based self-commissioning procedure for inverter nonidealities compensation“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 44, Nr. 5, S. 1587–1596, Sep. 2008.
- [68] N. URASAKI, T. SENJYU, T. KINJO, T. FUNABASHI und H. SEKINE, „Dead-time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive taking zero-current clamp and parasitic capacitance effects into account“, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Bd. 152, Nr. 4, S. 845–853, Juli 2005.
- [69] T. SUKEGAWA, K. KAMIYAMA, K. MIZUNO, T. MATSUI und T. OKUYAMA, „Fully digital, vector-controlled PWM VSI-fed AC drives with an inverter dead-time compensation strategy“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 27, Nr. 3, S. 552–559, Mai 1991.
- [70] R. SEPE und J. H. LANG, „Inverter nonlinearities and discrete-time vector current control“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 30, Nr. 1, S. 62–70, Jan. 1994.
- [71] G. PELLEGRINO, R. BOJOI, P. GUGLIELMI und F. CUPERTINO, „Accurate inverter error compensation and related self-commissioning scheme in sensorless induction motor drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 46, Nr. 5, S. 1970–1978, Sep. 2010.
- [72] J.-W. CHOI und S.-K. SUL, „A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 31, Nr. 5, S. 1001–1008, Sep. 1995.
- [73] R. DUTTA und M. RAHMAN, „A comparative analysis of two test methods of measuring d- and q-axes inductances of interior permanent-magnet machine“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Bd. 42, Nr. 11, S. 3712–3718, Nov. 2006.

- [74] A. KILTHAU und J. PACAS, „Parameter-measurement and control of the synchronous reluctance machine including cross saturation“, in *Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference*, Chicago, USA, Bd. 4, September 2001, S. 2302–2309.
- [75] S. EBERSBERGER und B. PIEPENBREIER, „Identification of differential inductances of permanent magnet synchronous machines using test current signal injection“, in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Sorrento, Italien, Juni 2012, S. 1342–1347.
- [76] F. MINK, N. KUBASIAK, B. RITTER und A. BINDER, „Parametric model and identification of PMSM considering the influence of magnetic saturation“, in *13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, Brasov, Rumänien, Mai 2012, S. 444–452.
- [77] E. ARMANDO, R. BOJOI, P. GUGLIELMI, G. PELLEGRINO und M. PASTORELLI, „Experimental identification of the magnetic model of synchronous machines“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 49, Nr. 5, S. 2116–2125, Sep. 2013.
- [78] A. VAGATI, M. PASTORELLI, F. SCAPINO und G. FRANCESCHINI, „Impact of cross saturation in synchronous reluctance motors of the transverse-laminated type“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 36, Nr. 4, S. 1039–1046, Juli 2000.
- [79] 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.
- [80] F. MARQUEZ-FERNANDEZ, S. HALL und M. ALAKULA, „Dynamic testing characterization of a HEV traction motor“, in *International Conference on Electrical Machines*, Berlin, Deutschland, 2014, S. 1569–1575.
- [81] S. HALL, Y. LOAYZA, A. REINAP und M. ALAKULA, „Consistency analysis of torque measurements performed on a PMSM using dynamic testing“, in *International Conference on Electrical Machines*, Berlin, Deutschland, September 2014, S. 1529–1535.
- [82] T. SENJYU, T. SHIMABUKURO und K. UEZATO, „Vector control of synchronous permanent magnet motors including stator iron loss“, in *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Bd. 1, Februar 1995, S. 309–314.

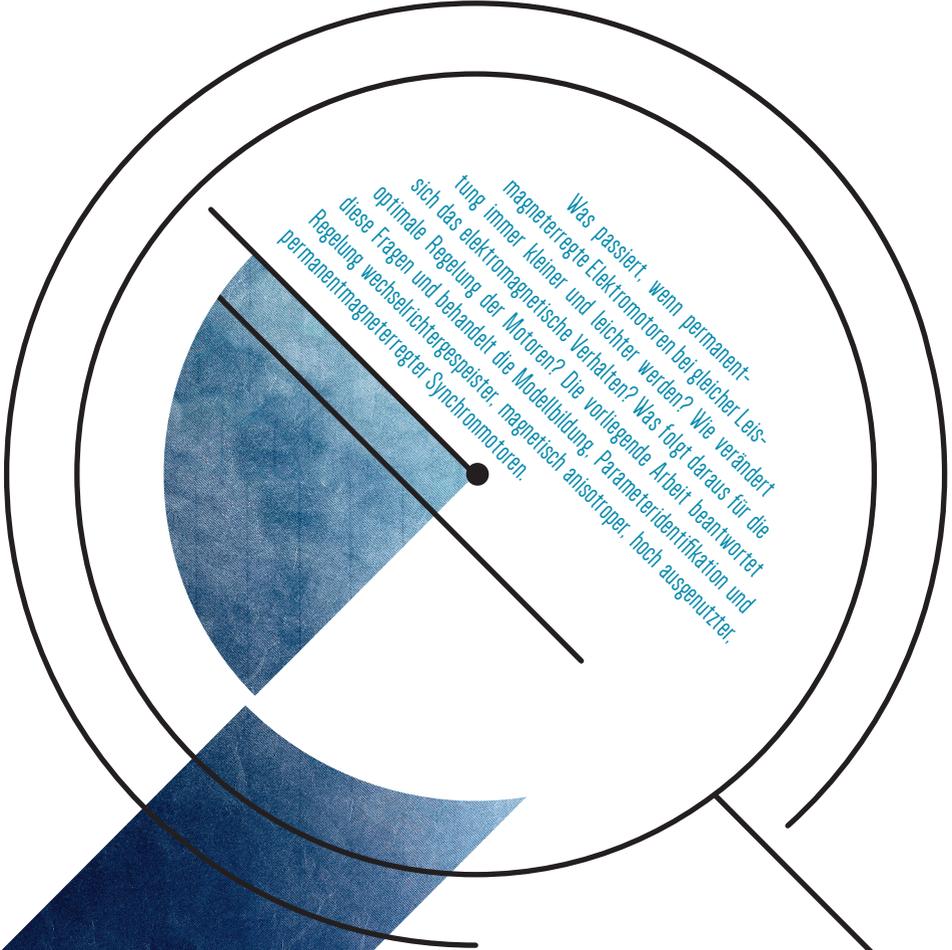
- [83] M. SEILMEIER und B. PIEPENBREIER, „Identification of steady-state inductances of PMSM using polynomial representations of the flux surfaces“, in *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Wien, Österreich, November 2013, S. 2899–2904.
- [84] J. CINTRON-RIVERA, A. BABEL, E. MONTALVO-ORTIZ, S. FOSTER und E. STRANGAS, „A simplified characterization method including saturation effects for permanent magnet machines“, in *International Conference on Electrical Machines*, Marseille, Frankreich, September 2012, S. 837–843.
- [85] O. FORSTER, „Implizite Funktionen“, in *Analysis 2*, Vieweg+Teubner, 2010, S. 90–103, ISBN: 978-3-8348-1231-5.
- [86] P. A. TIPLER und G. MOSCA, *Physik für Wissenschaftler und Ingenieure*. Elsevier GmbH, Spektrum Akademischer Verlag, Heidelberg, 2004, ISBN: 3-8274-1164-5.
- [87] W. XU und R. LORENZ, „Reduced parameter sensitivity stator flux linkage observer in deadbeat-direct torque and flux control for IPMSMs“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 50, Nr. 4, S. 2626–2636, Juli 2014.
- [88] B. BOAZZO und G. PELLEGRINO, „Model-based direct flux vector control of permanent-magnet synchronous motor drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 51, Nr. 4, S. 3126–3136, Juli 2015.
- [89] M. SEILMEIER, *Lagegeberlose Regelung der permanenterregten Synchronmaschine mit Zwei-Freiheitsgrade-Struktur*. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, 2015, ISBN: 978-3-8439-2424-5.
- [90] S. MORIMOTO, M. SANADA und Y. TAKEDA, „Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 30, Nr. 4, S. 920–926, Juli 1994.
- [91] C. ACKERMANN, *Optimale Regelung der permanent-magneterregten Synchronmaschine unter Nutzung des Reluktanzmoments*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2012.
- [92] R. MORALES-CAPORAL und M. PACAS, „A predictive torque control for the synchronous reluctance machine taking into account the magnetic cross saturation“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 54, Nr. 2, S. 1161–1167, Apr. 2007.

-
- [93] J. WEIGEL und P. MUTSCHLER, „Modelling and control of a permanent magnet linear synchronous motor featuring unbalance and saturation including cross-saturation“, in *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Deutschland, Bd. 3, Juni 2004, S. 2204–2210.
- [94] J.-K. SEOK, J.-S. KIM und S.-K. SUL, „Overmodulation strategy for high-performance torque control“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 13, Nr. 4, S. 786–792, Juli 1998.
- [95] J. S. LEE und R. LORENZ, „Deadbeat direct torque and flux control of IPMSM drives using a minimum time ramp trajectory method at voltage and current limits“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 50, Nr. 6, S. 3795–3804, Nov. 2014.
- [96] G. CLOS, „Torque angle control of the permanent magnet synchronous machine at the voltage margin“, in *15th European Conference on Power Electronics and Applications*, Lille, Frankreich, September 2013.
- [97] S. KELLNER, K. BEER und B. PIEPENBREIER, „Compensation of PWM inverter voltage errors based on measurement of DC-link and output voltages“, in *Proceedings of PCIM Europe*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2011, S. 872–877.
- [98] A. MUNOZ und T. LIPO, „On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 14, Nr. 4, S. 683–689, Juli 1999.
- [99] I. BOJOI, E. ARMANDO, G. PELLEGRINO und S. ROSU, „Self-commissioning of inverter nonlinear effects in AC drives“, in *IEEE International Energy Conference and Exhibition*, Florenz, Italien, September 2012, S. 213–218.
- [100] A. GAETA, P. ZANCHETTA, F. TINAZZI und M. ZIGLIOTTO, „Advanced self-commissioning and feed-forward compensation of inverter non-linearities“, in *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Sevilla, Spanien, März 2015, S. 610–616.
- [101] Y. PARK und S.-K. SUL, „A novel method utilizing trapezoidal voltage to compensate for inverter nonlinearity“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 27, Nr. 12, S. 4837–4846, Dez. 2012.

- [102] D.-M. PARK und K.-H. KIM, „Parameter-independent online compensation scheme for dead time and inverter nonlinearity in IPMSM drive through waveform analysis“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 61, Nr. 2, S. 701–707, Feb. 2014.
- [103] J. KLÖCK und W. SCHUMACHER, „Parameter identification of transverse flux machines using harmonic current control“, in *International Conference on Electrical Machines*, Berlin, Deutschland, September 2014, S. 850–856.
- [104] J. KLÖCK und W. SCHUMACHER, „Harmonic current control for transverse flux machines“, in *Proceedings of PCIM Europe*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2014, S. 145–152.
- [105] B. FRANCIS und W. WONHAM, „The internal model principle for linear multivariable regulators“, *Applied Mathematics and Optimization*, Bd. 2, Nr. 2, S. 170–194, 1975.
- [106] G. HILLERSTRÖM und K. WALGAMA, „Repetitive control theory and applications - a survey“, in *13th IFAC World Congress*, Sydney, Australien, Bd. D, 1996, S. 1–6.
- [107] L. CUIYAN, Z. DONGCHUN und Z. XIANYI, „A survey of repetitive control“, in *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Sendai, Japan, Bd. 2, September 2004, S. 1160–1166.
- [108] E. KURNIAWAN, Z. CAO, O. MAHENDRA und R. WARDOYO, „A survey on robust repetitive control and applications“, in *IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering*, Batu Ferringhi, Malaysia, November 2014, S. 524–529.
- [109] T. HORNIK und Q.-C. ZHONG, „H infinity repetitive voltage control of grid-connected inverters with a frequency adaptive mechanism“, *IET Power Electronics*, Bd. 3, Nr. 6, S. 925–935, Nov. 2010.
- [110] M. ABUSARA, S. SHARKH und P. ZANCHETTA, „Adaptive repetitive control with feedforward scheme for grid-connected inverters“, *IET Power Electronics*, Bd. 8, Nr. 8, S. 1403–1410, Aug. 2015.
- [111] D. CHEN, J. ZHANG und Z. QIAN, „Research on fast transient and $6n+1$ harmonics suppressing repetitive control scheme for three-phase grid-connected inverters“, *IET Power Electronics*, Bd. 6, Nr. 3, S. 601–610, März 2013.

-
- [112] P. M. de ALMEIDA, J. L. DUARTE, P. F. RIBEIRO und P. G. BARBOSA, „Repetitive controller for improving grid-connected photovoltaic systems“, *IET Power Electronics*, Bd. 7, Nr. 6, S. 1466–1474, Juni 2014.
- [113] L. BEN-BRAHIM, „On the compensation of dead time and zero-current crossing for a PWM-inverter-controlled AC servo drive“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 51, Nr. 5, S. 1113–1118, Okt. 2004.
- [114] L. BEN-BRAHIM, „Iterative learning control for variable frequency drives“, in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, Wales, Juni 2008, S. 617–623.
- [115] S. BOLOGNANI, L. PERETTI und M. ZIGLIOTTO, „Inverter non-idealities override by repetitive control“, in *IEEE International Electric Machines Drives Conference*, Antalya, Türkei, Mai 2007, S. 71–76.
- [116] J.-S. KIM, S. DOKI und M. ISHIDA, „Suppression of harmonic current in vector control for IPMSM by utilizing repetitive control“, in *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Bangkok, Thailand, 2002, S. 264–267.
- [117] S. HATTORI, M. ISHIDA und T. HORI, „Suppression control method for torque vibration of brushless DC motor utilizing repetitive control with Fourier transform“, in *6th International Workshop on Advanced Motion Control*, Nagoya, Japan, April 2000, S. 427–432.
- [118] T. SU, S. HATTORI, M. ISHIDA und T. HORI, „Suppression control method for torque vibration of AC motor utilizing repetitive controller with fourier transform“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 38, Nr. 5, S. 1316–1325, Sep. 2002.
- [119] P. MATTAVELLI, L. TUBIANA und M. ZIGLIOTTO, „Torque-ripple reduction in PM synchronous motor drives using repetitive current control“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 20, Nr. 6, S. 1423–1431, Nov. 2005.
- [120] M. TANG, A. GAETA, A. FORMENTINI und P. ZANCHETTA, „A variable frequency angle-based repetitive control for torque ripple reduction in PMSMs“, in *Proceedings of the 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Glasgow, Schottland, April 2016, S. 1–6.
- [121] U. KIENKE und H. JÄKEL, *Signale und Systeme*. 3. Auflage, Oldenburg-Verlag München Wien, 2005, S. 213, ISBN: 3-486-57811-1.

- [122] D. ANDERS, *Inbetriebnahme eines Stromrichters mit zwei SkiiP-Drehstrombrücken für einen Motorprüfstand*. Studienarbeit, Elektrotechnisches Institut, Universität Karlsruhe, 2008.
- [123] T. GEMASSMER, *Aufbau eines Prüfstands und Parameterbestimmung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine*. Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Universität Karlsruhe, 2009.
- [124] M. WOLF, *Elektronisch geregeltes Rückkühlsystem für eine flüssigkeitsgekühlte Synchronmaschine*. Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2010.
- [125] 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.
- [126] J. WEIGOLD, *Entwicklung eines DSP-Systems*. Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [127] C. AXTMANN, *Programmierung und Redesign einer DSP-basierten Prozessorkarte zur Stromrichtersteuerung*. Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [128] F. MATHIAS, *Aufbau und Programmierung einer Hochleistungsmodulorkarte zur Stromrichtersteuerung*. Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2012.
- [129] M. GOMMERINGER, *Aufbau und Erprobung eines aus zwei 500A-SKiiP-Drehstrombrücken bestehenden active-front-end Umrichters*. Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2009.
- [130] K. DOSTERT, *Integrierte Signalverarbeitungssysteme*. Skriptum, Institut für Industrielle Informationstechnik, Karlsruher Institut für Technologie, 2016, S. 92.
- [131] J. THOMA, *Entwurf und Aufbau einer universellen Drehgeberauswertung*. Studienarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2011.



Was passiert, wenn permanentmagneterregte Elektromotoren bei gleicher Leistung immer kleiner und leichter werden? Wie verändert sich das elektromagnetische Verhalten? Die vorliegende Arbeit beantwortet diese Fragen und behandelt die Modellbildung, Parameteridentifikation und die Regelung wechselfrichterspeiseter magnetisch anisotroper, hoch ausgenutzter permanentmagneterregter Synchronmotoren.

ISBN 978-3-7315-0555-6



9 783731 505556 >