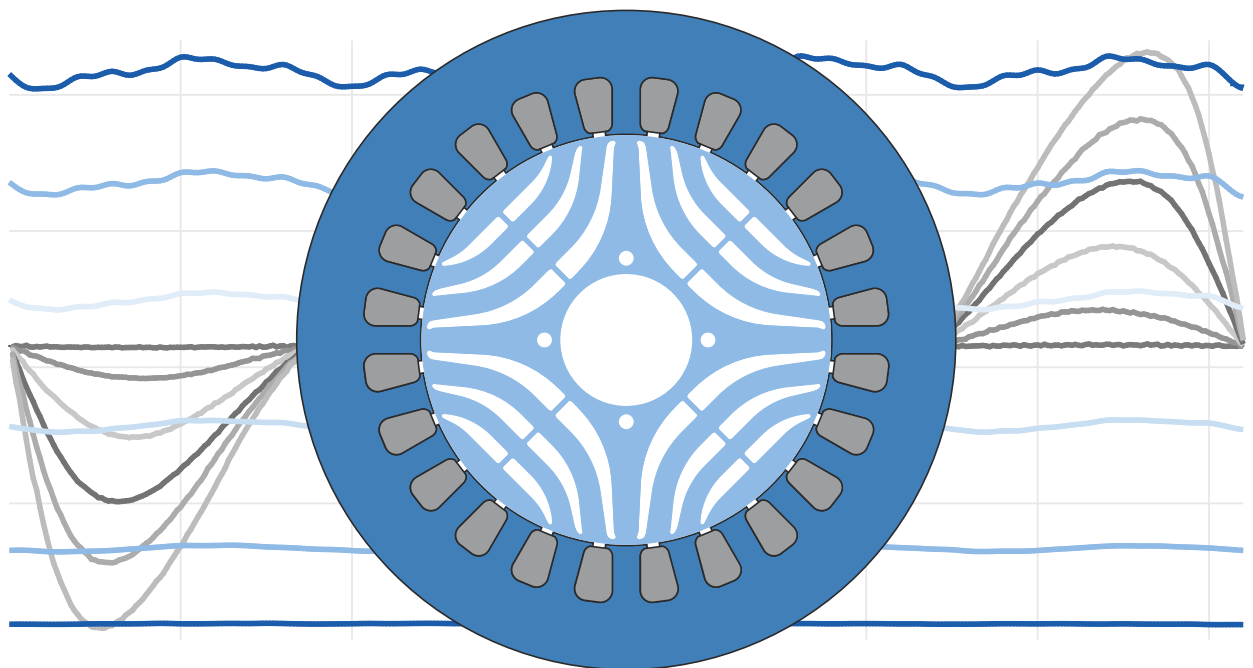


Tobias Lange

Oberwellenbasierte Modellierung, Regelung und Auslegung von Permanentmagnet- und Reluktanz-Synchronmaschinen



Oberwellenbasierte Modellierung, Regelung und Auslegung von Permanentmagnet- und Reluktanz-Synchronmaschinen

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen
zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der
Ingenieurwissenschaften genehmigte Dissertation

vorgelegt von
Diplom-Ingenieur
Tobias Lange
aus Haltern am See

Berichter:
Univ.-Prof. Dr.-Ir. Dr.-h. c. Rik W. De Doncker
Univ.-Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker

Tag der mündlichen Prüfung: 24. April 2020

Diese Dissertation ist auf den Internetseiten
der Universitätsbibliothek online verfügbar.

Tobias Lange

Oberwellenbasierte Modellierung,
Regelung und Auslegung von
Permanentmagnet- und
Reluktanz-Synchronmaschinen

AACHENER BEITRÄGE DES ISEA

Vol. 144

Herausgeber:

Univ.-Prof. Dr. ir. h. c. Rik W. De Doncker

Direktor des Instituts für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe (ISEA)

RWTH Aachen

Copyright ISEA und Tobias Lange 2021

Alle Rechte, auch das des auszugsweisen Nachdruckes, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe, der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen und der Übersetzung, vorbehalten.

ISSN 1437-675X

Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe (ISEA)

RWTH Aachen University

Jägerstr. 17/19 • 52066 Aachen • Deutschland

Tel: +49 (0)241 80-96920

Fax: +49 (0)241 80-92203

post@isea.rwth-aachen.de

Danksagung

Diese Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Stromrichtertechnik und elektrische Antriebe (ISEA) der RWTH Aachen University. Bei meinem Doktorvater Herrn Prof. R. W. De Doncker möchte ich mich für die Möglichkeit zu promovieren bedanken. In meiner Zeit am ISEA hat er mir stets viel Vertrauen entgegengebracht und den nötigen Freiraum gelassen. Für die Übernahme des Korreferats möchte ich mich an dieser Stelle Herrn Prof. J. Böcker bedanken.

Für die finanzielle Unterstützung der Projekte danke ich dem Bundesministerium für Wirtschaft und Energie. Der Liebherr-Aerospace Lindenberg GmbH, im besonderen Herrn Christian Schilling, danke ich für die finanzielle Unterstützung der Projekte und die hervorragende und unkomplizierte Kooperation, die neben dieser Dissertation auch zu Veröffentlichungen und Patenten führte.

Die enge Zusammenarbeit zwischen den Gruppen und das positive Klima am ISEA bilden eine hervorragende Basis für Innovationen. Daher möchte ich mich bei allen Kollegen ganz herzlich für den kooperativen, fachlichen und völlig unsachlichen Austausch bedanken. Beispielhaft erinnere ich mich gerne an die umfangreichen Versuche zur Linearbeschleunigung durch Lorentzkraft im Keller, dem ISEA Raumfahrtprogramm mittels Induktionskochfeld und den zahlreichen Rock-off-Partys unserer Metal-Band im Keller. Daher gilt ein besonderer Dank unserer Band, Vivien Grau, Iliya Ralev, Michael Schubert, Stefan Koschik und Rolf Loewenherz für die vielen lustigen gemeinsamen Proben und Gigs.

Meinen Bürokollegen Martin Hennen, Andreas Hofmann, Mareike Schenk, Fang Qi, Stefan Koschik, Andreas Bubert und Claude Weiss möchte ich für die vielen fachlichen Diskussionen und die Unterstützung danken. Ich habe mich als Teil der gesamten Forschungsgruppe Elektrische Antriebe sehr wohl gefühlt. Die gemeinsame Zusammenarbeit, das freitägliche Grillen sowie die Abende beim Antriebsbier werden mir in Erinnerung bleiben. Für die Korrektur meiner Arbeit möchte ich besonders Vivien Grau, Gerhard Baggemann, Christoph Lange und Michael Schubert danken. Mein Dank gilt ebenso all meinen Studenten die mich als wissenschaftliche Hilfskräfte und in Diplom- und Masterarbeiten in vielen Projekten unterstützt haben.

Meinen Kollegen und Freunden danke ich für die Zeit außerhalb des ISEA, den Wandertouren in den tiefsten Wäldern Schwedens, in den Alpen, dem Segeltörn und dem motorisierten Zweiradfahren. Diese stets willkommene Ablenkung hat geholfen einen Ausgleich zu schaffen um die Dissertation abschließen zu können.

Meinen Eltern und Geschwistern danke ich, dass sie mich immer gefördert und, vom Studium bis hin zur Promotion, unterstützt haben. Mein ganz besonderer Dank gilt meiner lieben Freundin Nike Baggemann, die neben dem Korrekturlesen mir stets den Rücken frei gehalten hat und für mich da ist. Vielen Dank!

Aachen, im Januar 2021

Tobias Lange

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Grundlagen für die Modellierung von Synchronmaschinen	5
2.1	Transformationen	5
2.2	Funktionsprinzip und Regelung der Synchronmaschine	6
2.3	Induktions- und Durchflutungsgesetz	8
2.4	Magnetische Größen elektrischer Maschinen	9
2.5	Fouriertransformation	9
2.6	Betrachtete Maschinen dieser Arbeit	10
3	Modellierung von Synchronmaschinen	11
3.1	Nichtlineares Maschinenmodell	11
3.2	Einfluss des Rastmoments aufgrund magnetischer Koenergie	13
3.3	Erweiterung des Modells zur dynamischen Verlustbestimmung	14
3.3.1	Hystereseverluste	15
3.3.2	Wirbelstromverluste	16
3.3.3	Überschussverluste	19
3.3.4	Summe der Eisenverluste	19
3.3.5	Übertragung auf das dynamische Maschinenmodell mit Raumhar- monischen	21
3.4	Experimentelle Modellparametrierung	26
3.4.1	Versuch mit rotierendem Rotor	26
3.4.2	Versuch mit blockiertem Rotor	31
3.5	Zusammenfassung der Maschinenmodellierung	32
4	Modellierung der Leistungselektronik	33
4.1	Nichtlineare Effekte der Halbleiterschalter	33
4.2	Verluste der Leistungselektronik	36
4.3	Zusammenfassung der Leistungselektronikmodellierung	39
5	Diskretisierung und Regelung	41
5.1	Abtastung	41
5.2	Kompensation des Spannungsfehlers durch die Abtastung	42
5.3	Diskretisierung der Modellgleichungen	43
5.4	Beobachter	47
5.4.1	Strombeobachter	47
5.4.2	Positions- und Geschwindigkeitsbeobachter	49

5.5	Stromtrajektorien bei verlustminimalem Betrieb	51
5.6	Aktive Filterung von Oberschwingungen	53
5.7	Ergebnisse	55
5.8	Zusammenfassung der Diskretisierung und Regelung	58
6	Elektromagnetischer Entwurf von Reluktanz-Synchronmaschinen	61
6.1	Auswahl der Statorwicklung	62
6.1.1	Wicklungsfaktor	63
6.1.2	Luftspaltstreufaktor	64
6.1.3	Drehmomentfaktor	65
6.1.4	Zusammenfassung der Faktoren	69
6.2	Analytische Vorauslegung	71
6.3	Detaillentwurf der Reluktanz-Synchronmaschine	78
6.3.1	Versuchspläne	80
6.3.2	Auslegungsprozess mit statistischer Versuchsplanung	82
6.3.3	Fallbeispiel einer Reluktanz-Synchronmaschine mit konzentrierter Wicklung	86
6.4	Zusammenfassung des elektromagnetischen Entwurfs	97
7	Reluktanz-Synchronmaschine mit geringer Drehmomentwelligkeit	99
7.1	Anforderungen und Auslegung	99
7.2	Reduktion der Drehmomentwelligkeit	102
7.3	Aufbau und Vermessung	108
7.4	Zusammenfassung des Verfahrens und der Ergebnisse des Applikationsbei- spiels	113
8	Reluktanz-Synchronmaschine mit reduziertem Streufluss	115
8.1	Beschreibung der Rotorauslegung	115
8.1.1	Modifikation des Elektroblechs	117
8.2	Reluktanz-Synchronmaschine mit modifiziertem Rotor	120
8.3	Zusammenfassung der Ergebnisse	122
9	Zusammenfassung und Ausblick	125
A	Anhang	129
A.1	Kenndaten der Maschinen	129
A.1.1	Permanentmagnet-Synchronmaschine M1	129
A.1.2	Reluktanz-Synchronmaschine M4	130
A.1.3	Reluktanz-Synchronmaschine M6	130
A.1.4	Reluktanz-Synchronmaschine M7	130
A.2	Verlustgleichungen des Rotors	131
A.3	Verluste der Leistungselektronik	132
A.4	Wickelschema der konzentrierten Wicklungen	132
A.5	Modifikation des Elektroblechs	133
A.6	Frequenzumrichter und Prüfstände	134

Abkürzungen	137
Symbole	139
Abbildungsverzeichnis	145
Tabellenverzeichnis	151
Literatur	153
Lebenslauf	

1 Einleitung

Das Forschungsgebiet 'Elektrische Antriebssysteme im Verbund aus Frequenzumrichter und Maschine' hat in den letzten Jahren an großem Interesse gewonnen. Durch das fortschreitende Wachstum alternativer mobiler Antriebssysteme und die steigende Automatisierung in der Industrie erfahren kompakte und effiziente Synchronmaschinen eine erhöhte Aufmerksamkeit. Dabei stehen die Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten (IPMSM) und die Reluktanz-Synchronmaschine (RSM) im Fokus. IPMSM sind besonders im Automobilbereich aufgrund der hohen Effizienz sowie Leistungsdichte und der damit verbundenen großen Fahrzeugreichweite gefragt. Hingegen zeichnen sich RSM durch den kostengünstigen und robusten Aufbau bei gleichzeitigem Erreichen einer guten Effizienz aus. Das geforderte kompakte Bauvolumen in beiden Applikationen führt dabei zu hoch ausgenutzten Antrieben. Trotzdem muss eine hohe Energieeffizienz für den ressourcensparenden Umgang mit der Umwelt und zur Reduktion des CO₂-Ausstoß erreicht werden. Allein in Deutschland entfallen in der Industrie ca. zwei Drittel des elektrischen Energiebedarfs auf elektrische Antriebe [1], [2]. Des Weiteren verringert ein energieeffizientes System die Lebenszykluskosten. Im industriellen Bereich betragen die Energiekosten bis zu 80 % der Lebenszykluskosten. Der Anteil anfallender elektrischer Verluste im Antriebssystem lässt sich reduzieren, so dass sich der Energiebedarf mindert.

Aufgrund der kompakten Bauweise weisen moderne Synchronmaschinen magnetische Sättigungseffekte auf. Dadurch können sich entstehende Oberschwingungen des elektrischen Systems in das mechanische System ausbreiten. Die Oberschwingungen verursachen [3] unerwünschte mechanische Schwingungen und können zu erhöhten Verlusten im Antrieb führen. Ziel einer Systemauslegung ist daher die stetige Reduktion der Gesamtsystemverluste und die ganzheitliche Betrachtung des Antriebs unter Berücksichtigung der Oberschwingungen. Mittels moderner Regelungsverfahren, Trajektorienberechnung, Modulation und Parameterschätzung kann eine softwarebasierte Verlustreduktion erreicht werden. Moderne Leistungshalbleiter bieten weiteres Potenzial seitens der Leistungselektronik Verluste zu reduzieren [4], [5]. Zudem ermöglichen neue Entwurfsmethodiken elektrischer Maschinen höhere Leistungsdichten und Effizienz bei reduzierten Verlusten [6].

Ziele dieser Arbeit

In dieser Arbeit werden Modelle und Verfahren zur Antriebsanalyse unter Berücksichtigung der Oberwellen vorgestellt. Das Maschinenmodell mit Raumharmonischen und die dynamische Verlustmodellierung erlauben es unterschiedliche Regelungskonzepte ohne gekoppelte Finite-Elemente (FE)-Modelle zu analysieren. Die hier vorgestellten Modelle kön-

nen dabei anhand von FE-Berechnungen oder direkt mit Messdaten parametrisiert werden. Somit können Regelungskonzepte zur Reduktion der Oberschwingungen mit geringem Zeitaufwand in Systemsimulationen verglichen werden. Darüber hinaus werden neue Auslegungsmethoden für kompakte und oberwellenreduzierte Reluktanz-Synchronmaschinen aufgezeigt. Die erzielten Ergebnisse dieser Arbeit sind für den ganzheitlichen Auslegungsprozess von Synchronmaschinen im automobilen und industriellen Umfeld relevant. Die Ergebnisse der neuen Verfahren basieren auf detaillierten FE-Simulationen und validierten Messungen der untersuchten Maschinen auf Prüfständen.

Modellierung

In dieser Arbeit wird eine neue dynamische Modellierung und Regelung von Synchronmaschinen im Allgemeinen betrachtet. Dazu wird ein Maschinenmodell mit Raumharmonischen um eine Berechnung transienter Eisen- und Magnetverluste erweitert. Weiterhin wird die Herleitung der dynamischen Eisenverluste im Maschinenmodell sowie das Messverfahren zur Parametrierung des Modells mit Messdaten detailliert beschrieben. Neben der Maschinenmodellierung werden die in dieser Arbeit relevanten nichtlinearen Effekte der Leistungselektronik beschrieben und kompensiert. Abschließend wird eine Berechnung der Schalt- und Leitverluste in der Leistungselektronik in Abhängigkeit der Maschinenparameter abgeschätzt.

Diskretisierung und Regelung

In diesem Teil der Arbeit wird die Diskretisierung der Modellgleichungen für Antriebssysteme mit hoher Grundfrequenz zusammengestellt. Darauf basierend werden Beobachter der Systemgrößen erläutert und deren Auslegung detailliert beschrieben. Für den verlustminimalen Betrieb wird die Berechnung der Regeltrajektorien vorgestellt. Abschließend wird ein Regelungskonzept zur Reduktion der Oberschwingungen gezeigt.

Auslegung von Reluktanz-Synchronmaschinen

Im zweiten Teil der Arbeit werden neue Methoden zur Auslegung von RSM beschrieben. Beginnend mit der Wicklungsberechnung und -auswahl wird eine neue Wicklung für RSM mit konzentrierter Wicklung vorgeschlagen. Nachfolgend wird der analytische Grobentwurf der Maschinen beleuchtet. Für den detaillierten Maschinenentwurf wird eine allgemeine Entwurfsmethodik zur Multiparameteroptimierung vorgestellt. Abschließend wird anhand eines Fallbeispiels die theoretische Auslegung mit Messergebnissen validiert.

Reduzierte Drehmomentwelligkeit

In diesem Kapitel wird eine Methode zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit für RSM vorgestellt. Das Verfahren zeichnet sich durch die einfache Entwurfsmethodik und den

geringen Herstellungsaufwand der Maschine aus. Zudem wird die Drehmomentwelligkeit erheblich reduziert.

Streuflussreduktion durch Modifikation des Elektroblechs

Abschließend wird eine RSM mit reduziertem Streufluss und erhöhtem Drehmoment vorgestellt. Dazu wird das Elektroblech des Rotors thermisch modifiziert, so dass sich der magnetische Widerstand lokal erhöht. Nach einer Einführung in die materialphysikalischen Grundlagen wird die Modifikation beschrieben und anhand von Materialproben validiert. Die Modifikation wird gezielt zur Reduktion des Streuflusses im Rotor eingesetzt und abschließend anhand von zwei Maschinen mit und ohne modifiziertem Rotor validiert.

Zusammenfassung und Ausblick

Zuletzt wird die Zusammenfassung der Kapitel dieser Arbeit und der Ausblick auf den zukünftigen Forschungsbedarf zusammengestellt.

2 Grundlagen für die Modellierung von Synchronmaschinen

In diesem Kapitel werden die theoretischen Grundlagen erläutert, welche für das Verständnis dieser Arbeit notwendig sind. Ausgehend von den Koordinatentransformationen in Abschnitt 2.1 wird anschließend das Funktionsprinzip und die feldorientierte Regelung (FOC) von Synchronmaschinen in Abschnitt 2.2 betrachtet. Danach wird das Induktions- und Durchflutungsgesetz in Abschnitt 2.3 eingeführt und erläutert. Für die Modellierung und Auslegung werden anschließend die magnetischen Größen und Gleichungen elektrischer Maschinen in Abschnitt 2.4 beschrieben. Die kurze Zusammenfassung der Fouriertransformation ist in Abschnitt 2.5 gegeben. Abschließend folgt die Vorstellung der betrachteten Maschinen in Abschnitt 2.6.

2.1 Transformationen

Die Grundlage der FOC bildet die Transformation der dreiphasigen elektrischen Größen in ein statorfestes Koordinatensystem [7]. Dazu wird die Clarke-Transformation in Gleichung (2.1) definiert.

$$\mathbf{R}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Die Transformation der statorfesten Größen in das rotorfeste dq-Koordinatensystem erfolgt anhand der Matrix $\mathbf{R}_\varphi$ in Abhängigkeit der Winkelposition θ_{el} . Die Transformationsvorschrift ist in Gleichung (2.2) aufgeführt.

$$\mathbf{R}_\varphi(\theta_{\text{el}}) = \begin{pmatrix} \cos(\theta_{\text{el}}) & -\sin(\theta_{\text{el}}) \\ \sin(\theta_{\text{el}}) & \cos(\theta_{\text{el}}) \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

2.2 Funktionsprinzip und Regelung der Synchronmaschine

In dieser Arbeit werden die Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten (IPMSM) und die Reluktanz-Synchronmaschine (RSM) betrachtet. Der Querschnitt bestehend aus dem Stator, dem Rotor und der Wicklung ist in Abbildung 2.1 gezeigt. Der Rotor der IPMSM enthält innenliegende Magnete, die das Läuferfeld erzeugen. Im Fall der RSM ist der Rotor mit Flussbarrieren zur Flussführung gezeigt. Dieser Läufer ist passiv, so dass das Magnetfeld extern durch den Stator erregt und gespeist wird. Bei Bestromung des Stators der Maschinen eilt das Statorfeld dem Rotorfeld vor, wodurch bei steigendem Polradwinkel ϑ ein Drehmoment erzeugt wird.

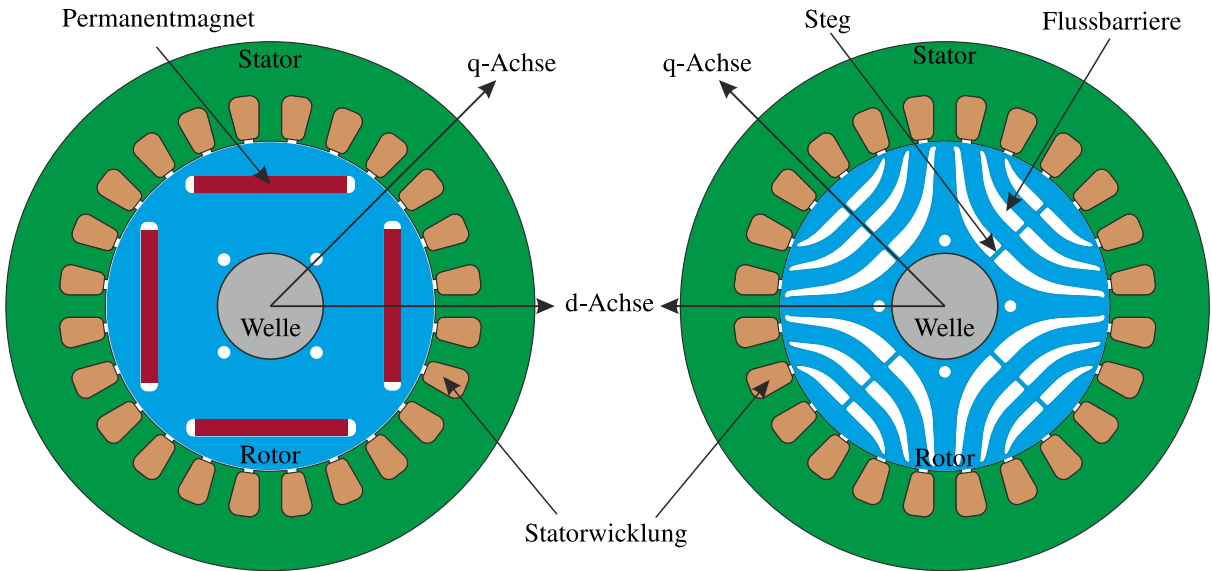


Figure 2.1: Querschnitt der vierpoligen IPMSM und RSM

Zum Betrieb der Maschinen wird in dieser Arbeit die FOC im rotorfesten Koordinatensystem genutzt. Dazu sind die Achsen des dq-Koordinatensystems für den jeweiligen Maschinentyp auf die magnetische Vorzugsrichtung des Rotors ausgerichtet. Im Fall der IPMSM liegt die d-Achse in Richtung der Magnete. Hingegen ist für die RSM die d-Achse in Richtung des minimalen magnetischen Widerstands, wie in Abbildung 2.1 gezeigt, ausgerichtet.

Zunächst wird die allgemeine Spannungsgleichung der elektrischen Maschine mit dem Statorwiderstand R_s , dem Statorstrom $\vec{i}$ und der Flussverkettung $\vec{\psi}$ eingeführt. Der Spannungsvektor $\vec{u}$ stellt die Klemmenspannung der Maschine dar.

$$\vec{u} = R_s \vec{i} + \frac{d\vec{\psi}}{dt}. \quad (2.3)$$

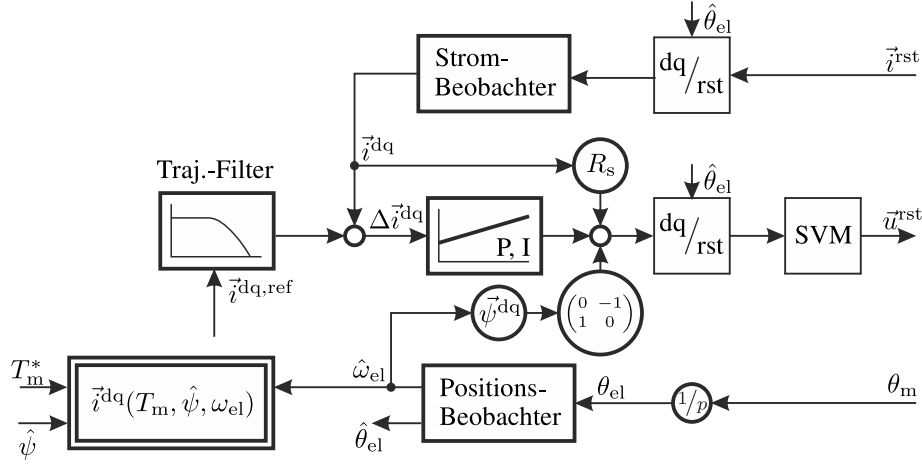


Figure 2.2: Feldorientierte Regelung mit Beobachtern und Trajektorienfilter

Für den Fall einer Synchronmaschine kann die Flussverkettung durch Gleichung (2.4) in dq-Koordinaten beschrieben werden. Dabei sind L_d die Längsinduktivität, L_q die Querinduktivität und L_{dq} sowie L_{qd} die Kopplungsinduktivitäten der Maschine. Die Flussverkettung der Permanentmagnete wird im Fall der RSM $\vec{\psi}_{PM} = 0$.

$$\vec{\psi}^{dq} = \vec{\psi}_{PM} + \mathbf{L} \vec{i}^{dq} \quad (2.4)$$

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} L_d & L_{qd} \\ L_{dq} & L_q \end{pmatrix}$$

Unter der Annahme einer kontinuierlichen zeitlichen Änderung kann die Ableitung aus Gleichung (2.3) wie folgt umgeformt werden:

$$\vec{u}^{dq} = R_s \vec{i}^{dq} + \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \omega_{el} \cdot \vec{\psi}^{dq} + \mathbf{L} \frac{d \vec{i}^{dq}}{dt}. \quad (2.5)$$

Auf Gleichung (2.5) basiert nun die FOC. Diese regelt das fluss- und drehmomentbildende Feld unabhängig voneinander. Zur Veranschaulichung der betrachteten Regelung ist die verwendete Struktur in Abbildung 2.2 gezeigt. Nach der Transformation der Messgrößen, der Ströme $\vec{i}^{rst}$ und der Rotorposition θ_{el} , werden diese aktualisiert und dem Regler zugeführt. Weiterhin wird die Winkelgeschwindigkeit ω_{el} durch einen Beobachter ermittelt. Zum Stellen des angeforderten Drehmoments T_m^* wird der Referenzstrom aus Tabellen ausgelesen. Der Anstieg des Referenzwerts wird anschließend durch ein Trajektorienfilter begrenzt. Danach wird der auftretende Fehler zwischen den aktuellen Strömen $\vec{i}^{dq}$ und den Referenzströmen von zwei Proportional-Integral-Glied (PI)-Reglern vollständig ausgeregelt. Die Stellgröße der Regler wird anhand von Gleichung (2.5) entkoppelt, so dass die Unabhängigkeit der orthogonalen Achsen d und q sichergestellt wird. Abschließend gibt der Frequenzumrichter (FU) die Referenzspannung mittels Raumzeigermodulation (SVM) an den Ausgangsklemmen aus. Eine weiterführende Erläuterung der Regelung wird in [7] beschrieben.

2.3 Induktions- und Durchflutungsgesetz

Die Grundlage der elektromagnetischen Berechnung in elektrischen Bauelementen und Maschinen bilden die Maxwellschen Gleichungen [8]. Das Induktions- und Durchflutungsgesetz sind Teil der Maxwellschen Gleichungen und beschreiben den Zusammenhang der Phänomene des Elektromagnetismus. Dabei wird das elektrische und das magnetische Feld mit den Größen der elektrischen Feldstärke $\vec{E}$ und der elektrischen Flussdichte $\vec{D}$ sowie der magnetischen Feldstärke $\vec{H}$ und der magnetischen Flussdichte $\vec{B}$ abgebildet. Die Stromdichte $\vec{J}$ beschreibt die auftretende Verschiebungsstromdichte. Anhand der Materialgleichungen kann der Zusammenhang zwischen elektrischer Feldstärke und elektrischer Stromdichte mit der elektrischen Leitfähigkeit ρ wie folgt angegeben werden:

$$\vec{J} = \rho \cdot \vec{E}. \quad (2.6)$$

Für die magnetische Flussdichte gilt mit der sättigungsabhängigen Permeabilität μ_r äquivalent:

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \mu_r(\vec{H}) \cdot \vec{H}. \quad (2.7)$$

Mit Kenntnis der Materialgleichungen kann nun das Induktionsgesetz in Integralform beschrieben werden.

$$\oint_{c(A)} \vec{E} d\vec{l} = - \iint_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{A} \quad (2.8)$$

Dabei beschreibt die Gleichung (2.8) das elektrische Wirbelfeld, welches durch das zeitlich veränderliche magnetische Feld erzeugt wird.

Das Durchflutungsgesetz besagt, dass ein Jedes, zeitlich veränderliches elektrisches Feld ein magnetisches Wirbelfeld erzeugt. Die Integralform des Durchflutungsgesetzes ist in Gleichung (2.9) aufgeführt.

$$\oint_{c(A)} \vec{H} d\vec{l} = \iint_A \vec{J} d\vec{A} + \frac{d}{dt} \iint_A \vec{D} d\vec{A} \quad (2.9)$$

Unter der Annahme, dass der von Maxwell eingeführte Verschiebestrom $\frac{d\vec{D}}{dt}$ gering gegenüber des Stroms im Leiter ist kann die Gleichung (2.9) zum Ampèreschen Gesetz in Gleichung (2.10) vereinfacht werden.

$$\oint_{c(A)} \vec{H} d\vec{l} = \iint_A \vec{J} d\vec{A} \quad (2.10)$$

2.4 Magnetische Größen elektrischer Maschinen

In diesem Abschnitt werden die magnetischen Größen elektrischer Maschinen eingeführt [9], [10]. Zur Wicklungsberechnung elektrischer Maschinen wird zunächst die magnetische Spannung bestimmt. Im Fall eines geschlossenen Wegintegrals über der magnetischen Feldstärke wird die magnetische Spannung als Durchflutung Θ bezeichnet.

$$\oint_{c(A)} \vec{H} d\vec{l} = \Theta \quad (2.11)$$

Für eine vom Strom i durchflossene Spule mit der Windungszahl w kann die Durchflutung vereinfacht berechnet werden.

$$\Theta = w \cdot i \quad (2.12)$$

Zur Berechnung der Feldverteilung der elektrischen Maschine wird nun die Durchflutung der einzelnen Spulen ortsabhängig über einen Umlauf des Stators aufsummiert. Dies ist ausführlich in der Literatur [9] beschrieben und wird nicht weiter ausgeführt.

Der in der Spule fließende Strom erzeugt einen magnetischen Fluss Φ der im Fall einer elektrischen Maschine das Eisen des Stators und des Rotors sowie den Luftspalt durchsetzt. Vereinfacht wird angenommen, dass die über der Eisenweglänge abfallende magnetische Spannung gegenüber der im Luftspalt abfallenden magnetischen Spannung vernachlässigt werden kann. Somit kann der magnetische Fluss anhand der magnetischen Spannung und des magnetischen Widerstands R bestimmt werden.

$$\Phi = \iint_A \vec{B} d\vec{A} = \frac{H \delta_{ls}}{R} \quad (2.13)$$

Dabei ist δ_{ls} die Luftspaltlänge zwischen Stator und Rotor. Wird die durchdringende Flussdichte $\vec{B}$ der Spule über die Fläche des Luftspalts integriert, so ergibt sich die Flussverkettung ψ aus Gleichung (2.14).

$$\psi = \iint_A \vec{B} d\vec{A} \approx w \cdot \Phi \quad (2.14)$$

2.5 Fouriertransformation

Die Fourieranalyse wird in dieser Arbeit zur spektralen Zerlegung und Rekonstruktion von zeit- und ortsabhängigen Größen genutzt. Dabei ist die Fourier-Transformierte $\mathcal{F}(f(t))$ der integrierbaren Funktion $f(t)$ das Integral der zeit- oder ortsabhängigen Größe [11]. Beispielhaft ist die Fouriertransformation für zeitabhängige Größen in Gleichung (2.15)

mit der elektrischen Kreisfrequenz ω gegeben.

$$F(\omega) = \mathcal{F}(f(t)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega \cdot t} dt \quad (2.15)$$

Die inverse Fouriertransformation definiert das kontinuierliche Signal der Funktion f . Dazu wird über alle spektralen Anteile integriert. Daraus folgt für $f(t)$:

$$f(t) = \mathcal{F}^{-1}(F(\omega)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \cdot e^{j\omega \cdot t} d\omega. \quad (2.16)$$

2.6 Betrachtete Maschinen dieser Arbeit

Im ersten Teil dieser Arbeit wird die Modellierung und Regelung allgemein anhand einer IPMSM betrachtet. Im zweiten Teil ab Kapitel 6 werden Auslegungsprozess und -verfahren für RSM beschrieben. Dabei werden zur Auslegung mehrere Maschinen simulativ verglichen. Der finale Entwurf wurde jeweils als Forschungsmuster aufgebaut. In der gesamten Arbeit wird die vorgestellte Theorie mit Messdaten validiert.

M1 ist eine IPMSM für ein Hybridfahrzeug aus [12]. Die Maschine hat eine Nennleistung von 35 kW und erreicht eine Maximaldrehzahl von 12 kU/min.

M2 bis M4 sind RSM mit konzentrierter Wicklung für die Applikation eines Direktantriebs. Dabei werden die Maschinen M2 und M3 zum Vergleich der Auslegung herangezogen. Die Maschine M4 wurde als Prototyp aufgebaut und dient dem Abgleich des Auslegungsprozesses.

M5 und M6 sind RSM mit verteilter Wicklung für eine Applikation mit hoher Überlast und geringer Drehmomentwelligkeit. Die Maschine M6 wurde abschließend aufgebaut und vermessen.

Hinter dem Maschinenentwurf M7 verbergen sich zwei RSM mit verteilter Wicklung für den Laborbetrieb. Es wurden zwei Varianten der Maschine aufgebaut. Eine Maschine ohne Rotormodifikation wird in dieser Arbeit mit einer weiteren Maschine mit thermisch modifiziertem Rotor verglichen.

3 Modellierung von Synchronmaschinen

Für die Entwicklung eines Antriebssystems ist neben der Modellierung des Inverters eine möglichst exakte mathematische Abbildung der Maschine erforderlich. Dieses Modell sollte dem realen Vorbild in Bezug auf das elektromagnetische Verhalten sowie der Verluste entsprechen. Hochausgenutzte Antriebe, insbesondere die IPMSM und die RSM, weisen eine starke Nichtlinearität der Flussverkettung gegenüber dem eingepprägten Statorstrom auf. Die nichtlineare Sättigung zeigt sich ebenso in den Induktivitäten, den Kreuzkopplungseffekten, als auch den raumharmonischen Komponenten der Flussverkettung. Zudem sind die in den Maschinen auftretenden Verluste ebenfalls nichtlinear, so dass eine effiziente und exakte Modellierung besonders komplex ist. Ausgehend von der elektro-magnetischen Abbildung der Synchronmaschine mit Raumharmonischen, gemäß [3], wird in diesem Kapitel das Modell um eine dynamische Bestimmung der Eisen- und Magnetverluste erweitert. Dieses Modell erlaubt während der Entwicklung des Antriebs die Untersuchung des Einflusses unterschiedlicher Regelverfahren und Trajektorien ohne gekoppelte FE-Simulationen und führt somit zu einer erheblichen Beschleunigung des Entwurfsprozesses. Die Parametrierung der Modelle mit Raumharmonischen und transienter Verlustberechnung erfolgt anhand der Vermessung der Maschinen und entsprechender Auswertung der Daten, welche ebenfalls vorgestellt werden.

3.1 Nichtlineares Maschinenmodell

Basierend auf dem ideal rotierenden Transformator [13], [7] wird die Maschine in dq- und $\alpha\beta$ -Koordinaten modelliert, siehe Abbildung 3.1. Dabei werden die Eingänge in zwei-Achsen-Koordinatensysteme dq und $\alpha\beta$ transformiert. Die Ausgangsgrößen des Modells werden zurück in die dreiphasige rst-Koordinatendarstellung transformiert. Die Modellierung der Raumharmonischen ist anhand von Tabellen und Berechnungen in Abbildung 3.2 abgebildet. Der ideal rotierende Transformator (IRTF) wird durch die Gleichungen:

$$\vec{\psi}^{\text{dq}} = \mathbf{R}_{\varphi}(-\theta_{\text{el}}) \vec{\psi}^{\alpha\beta} \quad (3.1)$$

$$\vec{i}^{\alpha\beta} = \mathbf{R}_{\varphi}(\theta_{\text{el}}) \vec{i}^{\text{dq}} \quad (3.2)$$

$$T_{\text{el}} = \frac{3}{2} \cdot (\psi_{\alpha} i_{\beta} - \psi_{\beta} i_{\alpha}) \quad (3.3)$$

definiert. Das elektrische Drehmoment wird aus dem Kreuzprodukt von Flussverkettung und Strom berechnet. Dabei wird das Drehmoment um die Konstante der amplitudenin-

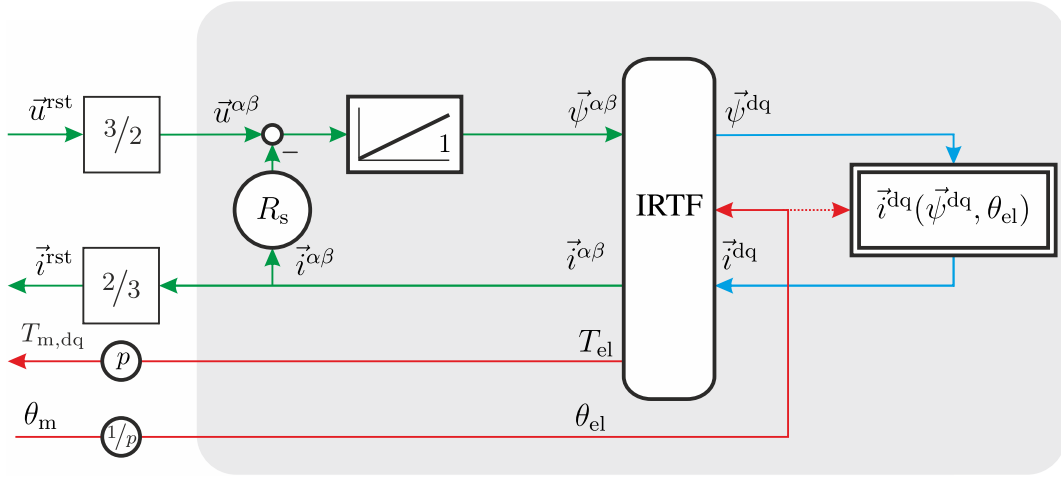


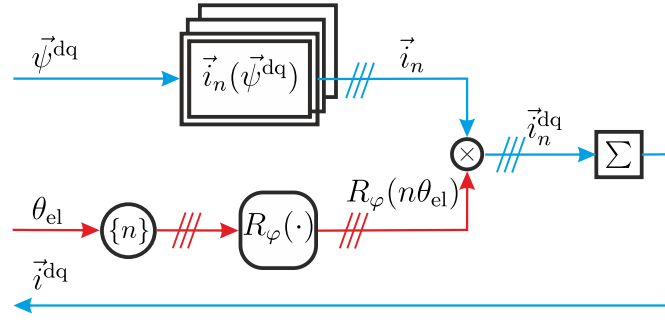
Figure 3.1: IRTF basiertes Synchronmaschinenmodell [7] mit generischem $\vec{i}^{dq}$ -Block [3]

varianten Transformation skaliert. θ_m ist der mechanische Winkel des Rotors und wird für die Transformation wie auch für die Berechnung der Raumharmonischen benötigt. Das mechanische Drehmoment lässt sich aus der Polpaarzahl der Maschine p und dem elektrischen Drehmoment berechnen:

$$T_{m,dq} = p \cdot T_{el}. \quad (3.4)$$

Der in Abbildung 3.2 gezeigte $\vec{i}^{dq}$ -Block bildet das nichtlineare Verhalten durch die Kreuzkopplung und magnetische Sättigung der Maschine aus Abbildung 3.1 ab. Dabei ist der Strom nichtlinear abhängig von der Flussverkettung und wird durch hinterlegte 2-dimensionale (2-D)-Tabellen beschrieben. Dadurch wird auch die gegenseitige Beeinflussung der Achsen durch Kreuzkopplung berücksichtigt. Die Koordinaten der Tabellen entsprechen den d- und q-Flussverkettungen und beinhalten den zugehörigen Strom $\vec{i}_n$. Neben den erwähnten Effekten der Grundwelle, zeigen sich auch die Raumharmonischen sättigungsabhängig und beinhalten Kreuzkopplungen. Die Raumharmonischen werden durch die Konfiguration der Statorwicklung und Statorzähne sowie den Rotorquerschnitt bestimmt. Dies beeinflusst insbesondere das dynamische Verhalten der Maschine sowie das resultierende Drehmoment und somit auch die Regelung des FU.

Das beschriebene Modell wird zusätzlich zur Tabelle der Grundwelle um Tabellen der raumharmonischen Komponenten erweitert. Die raumharmonischen Komponenten sind dabei ebenfalls abhängig von der Flussverkettung. Die ausgelesenen Ströme $\vec{i}_n^{dq}$ einer jeden Raumharmonischen der Ordnung n werden mit dem aktuellen Winkel der Harmonischen multipliziert und am Ausgang des Blocks addiert. Dadurch erhält der Strom das gewünschte nichtlineare Verhalten.


 Figure 3.2: $\vec{i}^{dq}$ -Block mit Raumharmonischen [3]

3.2 Einfluss des Rastmoments aufgrund magnetischer Koenergie

Das Rastmoment wird durch die Statornuten und das Rotorfeld verursacht. Dabei kann das Rastmoment nicht aus der Flussverkettung und den Strömen berechnet werden. Da bei null Strom oder null Flussverkettung das Kreuzprodukt aus Gleichung (3.3) zu Null wird, muss zur Abbildung des Rastmoments T_{mag} zunächst der Ansatz zur Bestimmung des Drehmoments anhand der magnetischen Koenergie betrachtet werden. Das Drehmoment T'_m einer elektrischen Maschine wird allgemein durch die positionsabhängige Änderung der magnetischen Koenergie W_{mag} bei konstantem Strom $\vec{i}^{dq}$ hervorgerufen, wie in [14] beschrieben wurde. Zur Berechnung des resultierenden Drehmoments T_m wird dem Drehmoment des Maschinenmodells $T_{m,dq}$ der Korrekturterm des Rastmoments T_{mag} aufaddiert. Da der Korrekturterm T_{mag} nicht direkt gemessen oder berechnet werden kann, muss dieser aus der Energiebilanz bestimmt werden. Durch Gleichsetzen von T_m und T'_m in Gleichung (3.5) und Auflösen nach T_{mag} lässt sich der Korrekturterm des Rastmoments bestimmen und in Tabellen hinterlegen.

$$\begin{aligned}
 T'_m &= \left. \frac{\partial W_{\text{mag}}}{\partial \theta_m} \right|_{\vec{i}^{dq}=\text{konst}} \\
 T_m &= T_{m,dq} + T_{\text{mag}} \\
 T_m &\stackrel{!}{=} T'_m
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Die Parametrierung des Drehmoments anhand von Messdaten wird in Abschnitt 3.4.2 gezeigt. Auf das elektromagnetische Verhalten hat die Fluktuation des Drehmoments keinen Einfluss und wird daher lediglich zur Korrektur des resultierenden Drehmoments T_m genutzt.

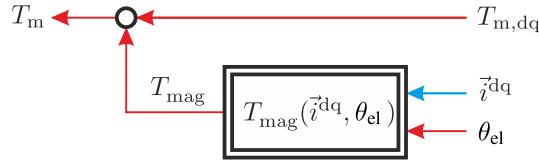


Figure 3.3: Modellierung des Rastmoments [3]

3.3 Erweiterung des Modells zur dynamischen Verlustbestimmung

Bisher werden mit Ausnahme der Gleichstromkupferverluste keine weiteren Verluste im Modell der Synchronmaschine aus Abschnitt 3.1 berücksichtigt. Daher wird das Maschinenmodell nun um eine dynamische Verlustbestimmung erweitert. Die Erhöhung des Statorwiderstands durch hochfrequente AC-Verluste wird in dieser Arbeit nicht betrachtet. Die Modellierung erfolgt in zwei Schritten. Zuerst werden die dynamischen Eisenverluste anhand einer FE-Berechnung parametrisiert. Anschließend wird das Maschinenmodell aus Abschnitt 3.1 um transiente Verluste erweitert.

Eisenverluste in magnetischen Bauelementen, wie elektrischen Maschinen, werden klassisch im Frequenzbereich oder anhand aufwendiger Verfahren im Zeitbereich berechnet. Im Frequenzbereich ist als empirischer Berechnungsansatz zur Bestimmung der Hystereseverluste die Steinmetzgleichung [15] bekannt. Weiterhin wurden in [16] die Eisenverluste in Hystereseverluste P_h , Wirbelstromverluste P_c und Zusatzverluste P_{ex} zerlegt. Die Formel beschreibt dabei die Summe der Eisenverluste mit den Verlustkoeffizienten k_h , k_c , k_{ex} als:

$$P_v = P_h + P_c + P_{ex} \quad (3.6)$$

$$= k_h B^2 f + k_c B^2 f^2 + k_{ex} \cdot (Bf)^{1,5} \quad (3.7)$$

Eine Weiterentwicklung der Gleichung (3.7) für hohe Frequenzanteile und unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten des weichmagnetischen Materials stellt die IEM5-Formel dar [17]. Im Wesentlichen wird der Gleichung (3.7) ein Summand zur Beschreibung der Sättigungseffekte in elektrischen Maschinen hinzugefügt. Dadurch wird eine höhere Berechnungsgenauigkeit im gesamten Arbeitsbereich erreicht. Die Parametrierung der IEM5-Formel erfolgt mit Hilfe der Parameter a_1 bis a_5 und α .

$$P_v = a_1 B^\alpha f + a_2 B^2 f^2 \cdot \left(1 + \frac{a_3}{a_2} \cdot B^{a_4-2}\right) + a_5 \cdot (Bf)^{1,5} \quad (3.8)$$

Grundlegend werden die Verlustmechanismen von weichmagnetischen Materialien durch die Gleichung für sinusförmige Felder gut abgebildet. Bei nicht sinusförmiger Anregung wurden bereits in [18] große Abweichungen beobachtet. Neue Berechnungen im Zeitbereich durch die modifizierte Steinmetzgleichung (modified Generalized Steinmetz Equation (mGSE)) [18] sowie die verbesserte allgemeine Steinmetzgleichung (improved Generalized

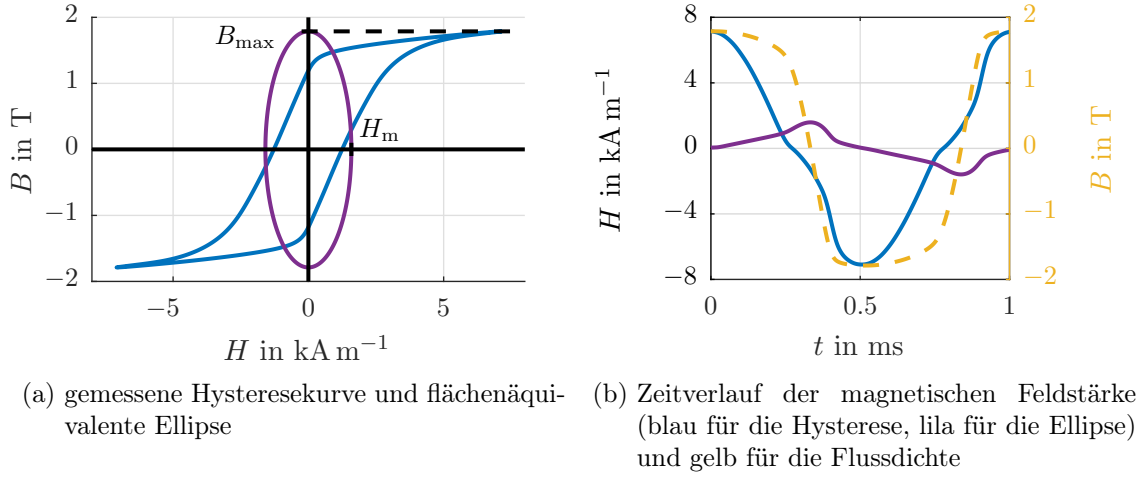


Figure 3.4: magnetische Hysteresekurve und flächenäquivalente Ellipse

Steinmetz Equation (iGSE)) [19] für nicht sinusförmige Felder, können diese Abweichungen erheblich verringern. Auf eine Zerlegung der Eisenverluste in Teilkomponenten wurde dort jedoch verzichtet. Dabei wird die iGSE durch das Zeitintegral des Verlaufs der Flussdichte definiert:

$$P_v = \frac{1}{T} \int_0^T k_{iGSE} \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^\alpha \Delta B^{\beta-\alpha} dt \quad (3.9)$$

mit der Konstanten:

$$k_{iGSE} = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta}. \quad (3.10)$$

Die vorgestellten Gleichungen (3.7)-(3.9) eignen sich für die Berechnung im Frequenzbereich oder zur Nachverarbeitung der Feldberechnung. Neben den vorgestellten Verfahren im Frequenzbereich existieren komplexe Modelle zur exakten Abbildung der Hystereseschleife, wie das Preisach Hysteresemodell [20], im Zeitbereich. Diese eignen sich jedoch aufgrund der hohen Komplexität nicht zur dynamischen Verlustberechnung in Echtzeit.

In dieser Arbeit wird der Ansatz zur Verlustseparation aus [16] modifiziert und zusätzlich die Übertragung der Hystereseschleife auf eine flächenäquivalente Ellipse [21] verwendet. Dazu wird nach der Herleitung einer neuen Wirbelstromberechnung die Konsistenz mit den in Gleichung (3.8)-(3.9) vorgestellten empirischen Berechnungen im Frequenzbereich gezeigt.

3.3.1 Hystereseverluste

Die Hystereseverluste in weichmagnetischem Material können als die in Wärme gewandelte Energie je Zyklus beschrieben werden. Dabei definiert der Flächeninhalt der nichtlinearen Hystereseschleife die umgewandelte Energie. Zur Berechnung der Hystereseverluste

im Zeitbereich überträgt der in [21] verwendete Ansatz die Kurvenform der Hystereseschleife auf eine flächenäquivalente Ellipse. Dies ermöglicht eine Verlustbestimmung in Echtzeit und somit die Korrektur der Ausgangsgrößen des späteren Maschinenmodells in Abbildung 3.8. Zunächst wird hierzu eine Ellipse definiert, deren Scheitelwert B_m den Maximalwert der Hysteresekurve erreicht und eine flächenäquivalente Breite der magnetischen Feldstärke H_m aufweist. Ein Vergleich mit der Hysteresekurve und die Definition der Ellipse sind in Abbildung 3.4 abgebildet. Die Ellipse soll den Flächeninhalt der Hysteresekurve abbilden und den Hystereseverlusten aus Gleichung (3.7) entsprechen. Mit Hilfe der Ellipsengleichung und durch Gleichsetzen von Gleichung (3.7) kann der Ausdruck für H_m hergeleitet werden [21].

$$P_h = k_h B^2 f \Leftrightarrow \frac{1}{T} \cdot \int_0^T p_h(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T H(t) \cdot \frac{dB(t)}{dt} dt \quad (3.11)$$

Mit Hilfe der Ellipsengleichung wird die äquivalente Ellipse wie folgt definiert:

$$\left(\frac{H(t)}{H_m} \right)^2 + \left(\frac{B(t)}{B_m} \right)^2 = 1. \quad (3.12)$$

Anschließend lässt sich H_m zu:

$$H_m = \frac{k_h}{\pi} \cdot B_m \quad (3.13)$$

bestimmen. Nun können die instantanen Hystereseverluste für beliebige Verläufe der Flussdichte $B(t)$ zusammengefasst werden:

$$p_h(t) = H(t) \cdot \frac{dB(t)}{dt} = \frac{k_h}{\pi} \sqrt{B_m^2 - B(t)^2} \cdot \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|. \quad (3.14)$$

3.3.2 Wirbelstromverluste

Die Wirbelstromverluste aus Gleichung (3.7) werden durch die Lösung bzw. Annäherung der Maxwellgleichung beschrieben. In [16] werden die Wirbelstromverluste allgemein durch:

$$p_c(t) = \frac{\rho d^2}{12} \cdot \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 \quad (3.15)$$

berechnet. Dabei ist ρ die elektrische Leitfähigkeit und d die Dicke des untersuchten Materials. Im Spezialfall sinusförmiger Magnetisierung wird die Gleichung zu:

$$P_c = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T p_c(t) dt = \rho d^2 \frac{\pi^2}{6} \cdot B_m^2 f^2 \quad (3.16)$$

vereinfacht. Die Berechnung beliebiger Magnetisierung und Frequenz erfordert hingegen die Betrachtung der Maxwellgleichungen. Durch Einsetzen der Materialgleichung (2.6)

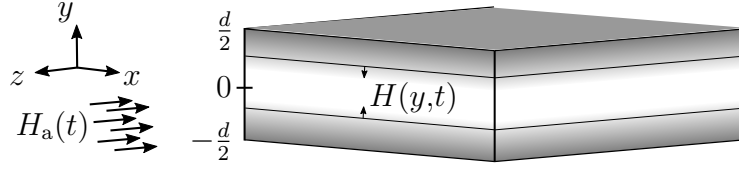


Figure 3.5: Verteilung der magnetischen Feldstärke im Elektroblech

in Gleichung (2.10) und Gleichsetzen mit dem Induktionsgesetz gemäß Gleichung (2.8) kann der Zusammenhang zwischen der vom Wirbelstrom hervorgerufenen magnetischen Feldstärke und der magnetischen Flussdichte hergestellt werden.

$$\text{rot}(\text{rot}(\vec{H})) = -\rho \frac{d\vec{B}(t)}{dt} \quad (3.17)$$

Das angelegte magnetische Feld $H_a(t)$ erzeugt einen Wirbelstrom und führt zu den Verlusten je Volumenelement. Zur Vereinfachung wird ein einzelnes Blech mit unendlicher Ausdehnung in zx -Richtung und einer Dicke d in y -Richtung angenommen. Zusätzlich wird für das äußere Magnetfeld $H_a(t)$ die Ausbildung in z -Richtung angenommen. Diese Annahme entspricht der radialen Richtung des Magnetfeldes einer elektrischen Maschine im Luftspalt. Somit wird Gleichung (3.17) zu einer eindimensionalen, zeitabhängigen Gleichung:

$$\frac{\partial^2 H(y,t)}{\partial y^2} = \rho \frac{dB(t)}{dt}. \quad (3.18)$$

Des Weiteren wird angenommen, dass die Stromdichte J abhängig von der Tiefe y folgende Verteilung aufweist:

$$J(y,t) = \begin{cases} 0, & 0 < y \leq y_1 \\ \frac{d\rho}{2} \frac{dB(t)}{dt} \cdot \frac{(y_1-y)}{(y_1-y_2)}, & y_1 < y \leq y_2 \\ \frac{d\rho}{2} \frac{dB(t)}{dt}, & y_2 < y \leq d/2 \end{cases} \quad (3.19)$$

Das magnetische Feld breitet sich bei der Annahme in y -Richtung der Materialprobe aus. Der bereits magnetisierte Anteil der Probe, $y > |y_2|$, weist eine konstante Stromdichte auf. Hingegen wird für den Bereich $y_1 < y < y_2$ ein linearer Abfall angenommen. Der Gradient ist so gewählt, dass ein stetiger Übergang in die benachbarten Bereiche sichergestellt werden kann. Aufgrund der symmetrischen Anordnung gilt für $J(y=0) = 0$, da sich die magnetischen Felder aufheben. Die zeitvariablen Grenzen $y_1(t)$ und $y_2(t)$ sind abhängig von der Flussdichte $B(t)$ und deren maximalen Auslenkung ΔB innerhalb des betrachteten Zeitintervalls T .

$$y_1(t) = \frac{d}{8} \cdot \left(\frac{B(t)}{\Delta B} + 1 \right)^2 \quad (3.20)$$

$$y_2(t) = \frac{d}{4} \cdot \left(\frac{B(t)}{\Delta B} + 1 \right) \quad (3.21)$$

Die räumliche Verteilung der Stromdichte und der magnetischen Feldstärke sind in Abbildung 3.6 gezeigt. Daraus kann nachfolgend die magnetische Feldstärke in den Bereichen

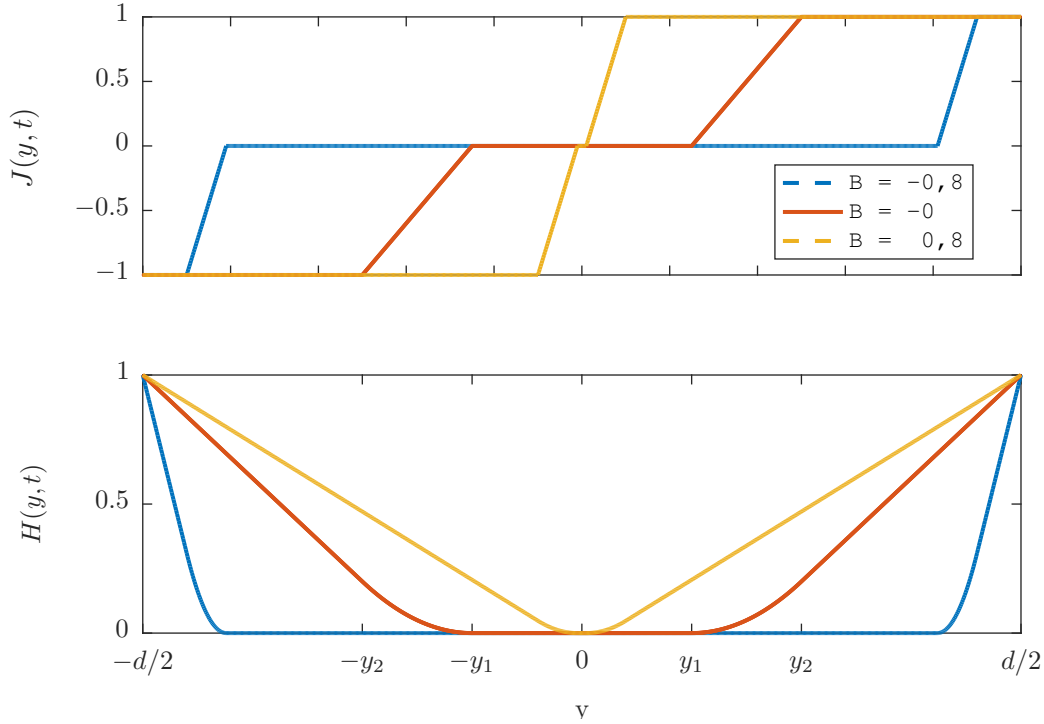


Figure 3.6: Räumliche Verteilung der Stromdichte $J(y,t)$ und magnetischen Feldstärke $H(y,t)$ in Abhängigkeit der Flussdichte $B(t)$

$y = 0$ bis $y = d/2$ anhand der Gleichungen:

$$H(y,t) = \int J(y,t)dy = \begin{cases} 0, & 0 < y \leq y_1 \\ \frac{d\rho}{4} \frac{dB(t)}{dt} \cdot \frac{(y-y_1)^2}{(y_2-y_1)}, & y_1 < y \leq y_2 \\ \frac{d\rho}{2} \frac{dB(t)}{dt} \cdot (y-y_2), & y_2 < y \leq d/2 \end{cases} \quad (3.22)$$

bestimmt werden. Zur Erfüllung der Randbedingung an der Stelle $y = d/2$ muss die magnetische Feldstärke $H(y,t)$ der von Außen angelegten Feldstärke H_a entsprechen. Aus dieser Randbedingung und durch Einsetzen von Gleichung (3.20) - (3.21) in Gleichung (3.22) folgt:

$$H_a(t) = H(y = \frac{d}{2}, t) = \int_0^{d/2} J(y,t)dy \quad (3.23)$$

$$= \frac{d^2\rho}{8} \cdot \left(-\frac{1}{4} \left(\frac{B(t)}{\Delta B} \right)^2 \cdot \frac{dB(t)}{dt} - \frac{B(t)}{\Delta B} \left| \frac{dB(t)}{dt} \right| + \frac{5}{4} \cdot \frac{dB(t)}{dt} \right). \quad (3.24)$$

Mit Kenntnis der magnetischen Feldstärke lässt sich abschließend die instantane Verlustleistung des Wirbelstroms je Volumenelement berechnen:

$$p_c(t) = H_a(t) \cdot \frac{dB(t)}{dt} \quad (3.25)$$

$$= \frac{\rho d^2}{8} \cdot \frac{dB(t)}{dt} \cdot \left(-\frac{1}{4} \left(\frac{B(t)}{\Delta B} \right)^2 \cdot \frac{dB(t)}{dt} - \frac{B(t)}{\Delta B} \left| \frac{dB(t)}{dt} \right| + \frac{5}{4} \cdot \frac{dB(t)}{dt} \right). \quad (3.26)$$

Zur Validierung der hergeleiteten Formel wird die Verlustleistung einer elektrischen Periode über das Zeitintegral der instantanen Verlustleistung bestimmt. Es wird eine sinusförmige Anregung mit:

$$B(t) = B_m \cdot \sin(2\pi f_{el} \cdot t) \quad (3.27)$$

angenommen und in Gleichung (3.28) eingesetzt.

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T H_a(t) \cdot \frac{dB(t)}{dt} dt = \frac{\rho d^2 \pi^2}{8} f^2 B_m^2 \cdot \left(\frac{20}{8} - \frac{1}{8} \left(\frac{B_m}{\Delta B} \right)^2 \right) \quad (3.28)$$

Der lineare Term der Flussdichte aus Gleichung (3.26) wird aufgrund der sinusförmigen Anregung zu Null. Dies gilt nicht für beliebige Flussdichten oder unter magnetischer Vorspannung mit einem Gleichanteil. Im Folgenden wird der Anteil jedoch vernachlässigt.

3.3.3 Überschussverluste

Die Überschussverluste beschreiben die von der Magnetisierungsrate abhängigen Verluste für den Separationsansatz von Bertotti [16]. Darin wird eine zufällige Verteilung von ausgerichteten und nicht-ausgerichteten Bereichen der magnetischen Domänen im weichmagnetischen Material angenommen. Die detaillierte Herleitung kann [16] entnommen werden. Der in dieser Arbeit verwendete Verlustterm wird durch Anpassung an Messdaten numerisch ermittelt.

$$p_{ex}(t) = k_{ex} \cdot \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^{3/2} \quad (3.29)$$

3.3.4 Summe der Eisenverluste

Die gesamten Eisenverluste ergeben sich aus der Summe der Gleichungen (3.14), (3.26) und (3.29). Die Formel ist hier allgemein und nicht für die einzelnen Raumrichtungen dargestellt. Zur Implementierung der Verlustformel werden die Raumrichtungen der magnetischen Flussdichte unterschieden und durch geometrische Addition überlagert.

$$\begin{aligned}
p_v(t) &= p_h(t) + p_c(t) + p_{ex}(t) \\
&= \frac{k_h}{\pi} \sqrt{B_m^2 - B(t)^2} \cdot \left| \frac{dB(t)}{dt} \right| \\
&\quad + \frac{\rho d^2}{8} \cdot \frac{dB(t)}{dt} \cdot \left(-\frac{1}{4} \left(\frac{B(t)}{\Delta B} \right)^2 \cdot \frac{dB(t)}{dt} + \frac{5}{4} \cdot \frac{dB(t)}{dt} \right) \\
&\quad + k_{ex} \cdot \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^{3/2}
\end{aligned} \tag{3.30}$$

Die Annahmen der obigen Abschnitte beruhen auf der Betrachtung einer elektrischen Periode, so dass die Werte B_m und ΔB ebenfalls innerhalb dieser bestimmt werden müssen.

$$B_m = \max(B), \quad 0 \leq t < T. \tag{3.31}$$

ΔB wurde zuvor als Normierung der anregenden Amplitude $B(t)$ angenommen und stellt insbesondere aufgrund des Gleichanteils der Flussdichte für den Rotor eine wichtige Größe dar.

$$\Delta B = \frac{\max(B) - \min(B)}{2}, \quad 0 \leq t < T \tag{3.32}$$

Bei Synchronmaschinen ist die zu betrachtende Periodenlänge durch die elektrische Statorfrequenz definiert. Zur Implementierung der Verlustberechnung in **MATLAB** wird ein Schieberegister implementiert, dessen Länge einer elektrischen Periode entspricht. Im Register können Minima und Maxima bestimmt und nach jedem Zeitschritt aktualisiert werden. Anzumerken ist, dass die Parametrierung der Gleichung durch numerische Annäherung an Messdaten erfolgt. Hierzu wird Gleichung (3.30) in eine Form äquivalent zu Gleichung (3.8) umgeschrieben. Nach der Integration über eine Periodendauer ergibt sich Gleichung (3.8). Zudem ist ersichtlich, dass die Gleichung inhärent den Ansatz der iGSE mit entsprechenden Koeffizienten enthält. Die hergeleitete Formel entspricht der IEM5-Formel und beinhaltet alle Summanden in Form der iGSE. Zudem können die Verluste im Zeitbereich, oder nach Integration im Frequenzbereich bestimmt werden. In dieser Arbeit wird $a_4 = 4$ genutzt um komplexe Lösungen zu vermeiden.

$$\begin{aligned}
p_v(t) &= a_1 (B_m^2 - B(t)^2)^{\frac{\alpha}{2}} \cdot \left| \frac{dB(t)}{dt} \right| \\
&\quad + a_2 \cdot \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 + a_3 \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 \cdot \left(\frac{B(t)}{\Delta B} \right)^2 \\
&\quad + a_5 \cdot \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^{3/2}
\end{aligned} \tag{3.33}$$

Die Koeffizienten der verwendeten Materialien sind in Tabelle 3.1 zusammengestellt. Zur Extraktion der Koeffizienten aus Datenblättern wurde für den doppelten Spitzenwert $\Delta B = 3T$ angenommen. Die zeitabhängigen Eisenverluste der gesamten Maschine er-

	a_1	α	a_2	a_3	a_5
M270-35A	1,53e-2	0,52	1,70e-5	1,31e-4	6,79e-4
M330-35A	1,95e-2	0,57	3,70e-5	2,06e-4	7,49e-4
M330-50A	1,23e-2	0,72	3,19e-5	3,74e-4	1,42e-3
M400-50A	2,35e-2	0,33	6,62e-5	4,56e-4	8,60e-4

Tabelle 3.1: Verlustparameter der Materialproben

geben sich aus der Summe der Verluste (3.33) aller Volumenelemente N .

$$P_v(t) = \sum_{i=1}^N p_{v,i}(t) \quad (3.34)$$

3.3.5 Übertragung auf das dynamische Maschinenmodell mit Raumharmonischen

Nach der Herleitung und Beschreibung der dynamischen Verluste in Abhängigkeit der Flussdichte, wird die Gleichung nun in ein Verlustmodell in Abhängigkeit der Flussverkettung überführt. Ein ähnliches Vorgehen wurde in [22] und [23] mit vereinfachtem Verlustmodell vorgestellt, in dem ein Modell basierend auf dem zeitlichen Verlauf der Flussdichte durch eine äquivalente Approximation der Flussverkettung ersetzt wurde. Zudem kann der Ansatz zur Unterteilung der Verluste in Stator- und Rotorverluste aus [22] übernommen werden, da im Stator ein Wechselfeld und im Rotor ein Gleichfeld synchron zur Rotordrehung auftritt. Eine Betrachtung der Statorverluste in Statorkoordinaten ($\alpha\beta$) bietet sich zusätzlich, aufgrund der von der Drehzahl unabhängigen Gültigkeit an. Hingegen werden die Rotorverluste in rotierenden Koordinaten (dq) berechnet. Weiterhin ermöglicht dies die Verwendung der Stator- und Rotorverluste in einem gesonderten thermischen Maschinenmodell [24].

Um die Gleichung (3.33) in das dynamische Maschinenmodell mit Raumharmonischen zu überführen, wird die Variable $B(t)$ durch die Flussverkettung $\vec{\psi}^{\alpha\beta}(t)$ und die zeitliche Ableitung $\frac{d\vec{\psi}^{\alpha\beta}(t)}{dt}$ ersetzt. ΔB wird hingegen nicht explizit betrachtet, sondern den Verlustkoeffizienten der neuen Gleichung zugeschrieben. Dabei werden alle Volumenelemente der flussdichtebasierten Berechnung zu den Gesamtverlusten aufsummiert. Die flussverkettungsbasierte Modellierung bildet dann die Gesamtverluste ab.

Die maximale Amplitude der magnetischen Flussdichte wird erneut durch ein Schieberegister, abhängig von der Periodenlänge $T = \frac{2\pi}{\omega_{el}}$, ermittelt. Aus Symmetriegründen kann die Länge des Registers auf $T/6$ begrenzt werden, da in dieser Zeitspanne die Änderung des Magnetisierungszustands von der gesamten Maschine durchlaufen wird [22]. Daraus

folgt:

$$\psi_{\alpha\beta,m}(t) = \|\vec{\psi}_m^{\alpha\beta}(t)\| = \max(\vec{\psi}^{\alpha\beta}(t)), \quad 0 \leq t < T/6. \quad (3.35)$$

Anschließend kann die neue Gleichung für die Statorverluste in Abhängigkeit der Flussverkettung sowie deren Ableitung angegeben werden. Dabei wird nachfolgend auf das Ausschreiben der Zeitabhängigkeit verzichtet.

$$\begin{aligned} p_{v,s} = & a'_1 \sqrt{\psi_{\alpha\beta,m}^2 - \psi_{\alpha\beta}^2} \cdot \left| \frac{d\psi_{\alpha\beta}}{dt} \right| \\ & + a'_2 \cdot \left(\frac{d\psi_{\alpha\beta}}{dt} \right)^2 + a'_3 \left(\frac{d\psi_{\alpha\beta}}{dt} \right)^2 \cdot \psi_{\alpha}^2 \\ & + a'_5 \cdot \left| \frac{d\psi_{\alpha\beta}}{dt} \right|^{3/2}. \end{aligned} \quad (3.36)$$

Die Berechnung der Eisenverluste des Rotors erfolgt äquivalent in rotierenden Koordinaten und wird hier nicht explizit aufgeführt. Der Vollständigkeit halber ist die Berechnung in Gleichung (A.1) aufgeführt. Für alle Gleichungen werden die neuen Parameter a'_1 bis a'_5 an die zuvor berechneten transienten Verläufe der Verluste aus Abschnitt 3.3 mittels der Methode kleinster Fehlerquadrate adaptiert. Es wird darauf hingewiesen, dass keine direkte Korrelation zwischen den Eisenverlusten des Rotors und den Wirbelstromverlusten im Magnetmaterial besteht wie es zuvor für die Statoreisenverluste angenommen wurde. Die Rotoreisen- und Wirbelstromverluste im Magnetmaterial können somit bislang nicht exakt mit Hilfe der Flussverkettung nachgebildet werden, so dass die aufgeführten Formeln der Näherung dienen. Jedoch können im Gegensatz zum transienten Verhalten der Rotoreisen- und Magnetverluste die Mittelwerte dieser Verluste mit den beschriebenen Formeln gut approximiert werden. Des Weiteren ist der Einfluss der Rotorverluste im direkten Vergleich zu den Statoreisenverlusten geringer, so dass die beschriebene Abschätzung in Abhängigkeit der Oberschwingungen an dieser Stelle ausreichend ist. Die Rotorverluste sind zusätzlich abhängig von der Winkelgeschwindigkeit, der Rotorposition, der Temperatur und der Sättigung des Rotors. Die Wirbelstromverluste in den Magneten sind in Gleichung (A.2) beschrieben und werden hier nicht näher erläutert, da der Fokus dieser Arbeit auf die Bestimmung der Eisenverluste gelegt wurde. Die Eisenverluste sind zudem insbesondere für RSM ohne Magnete ausschlaggebend.

Die Statoreisenverluste lassen sich mit hoher Genauigkeit abbilden und dominieren das Modellverhalten von IPMSM als auch von RSM. Die transienten Gesamtverluste, bestehend aus Stator- und Rotoreisenverlusten sowie den Wirbelstromverlusten des Magnetmaterials, aus Gleichung (3.36) folgen dem Verlauf der Eisenverluste aus Gleichung (3.33) mit hinreichender Genauigkeit. Beispielhaft sind für IPMSM M1 die Verläufe der Eisen- und Wirbelstromverluste in zwei unterschiedlichen Arbeitspunkten in den Abbildungen 3.7 dargestellt. Tabelle 3.2 zeigt die Aufstellung unterschiedlicher Arbeitspunkte mit den Ergebnissen der modellierten Verluste beider vorgestellter Verfahren für IPMSM M1.

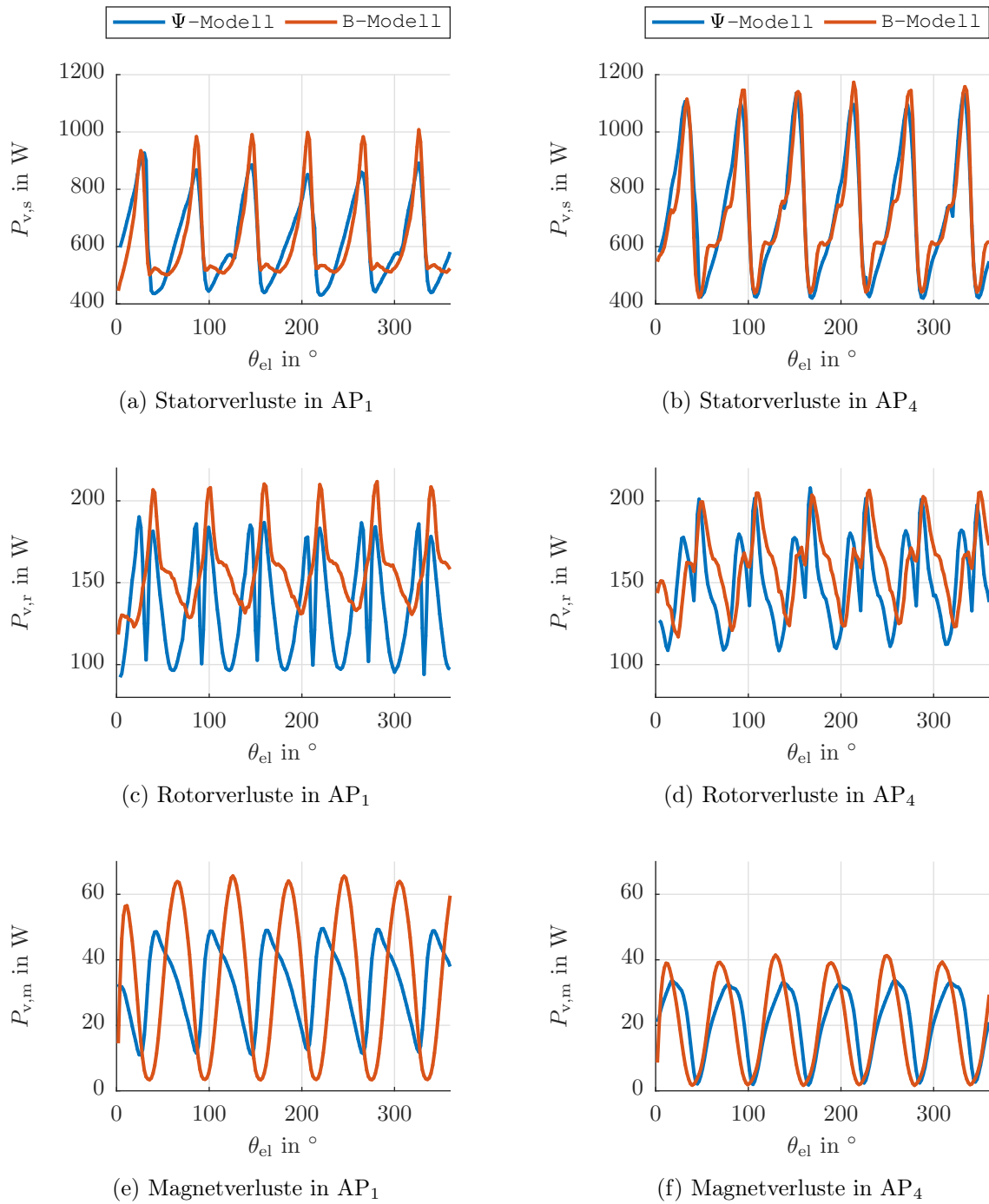


Figure 3.7: Zeitlicher Verlauf der Eisen- und Wirbelstromverluste der flussdichte- und flussverkettungs-basierten Modellansätze. Die Verluste des flussdichtebasierten Modells wurden anhand der aufsummierten Verluste aller Volumenelemente berechnet. Das flussverkettungsbasierte Modell bestimmt die Gesamtverluste anhand der Flussverkettung in stator- und rotororientierten Koordinaten.

Tabelle 3.2: Genauigkeit der dynamischen Verlustmodellierung in unterschiedlichen Arbeitspunkten von M1

AP		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Drehzahl in U/min		3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000	2000	2000	2000
Strom in A		185	185	185	145	145	85	85	185	185	145
γ in °		30	50	80	0	40	20	60	30	50	80
Statorverluste	B in W	630,2	412,9	214,2	725,9	478,7	523,3	317,3	331,0	219,7	112,5
	ψ in W	618,2	426,2	171,6	711,4	488,1	536,5	345,3	315,3	223,7	103,6
	Δ in %	-1,9	3,2	-19,9	-2	2,0	2,5	8,8	-4,8	1,8	-8,0
Rotorverluste	B in W	193,4	162,1	147,7	183,1	141,1	113,9	76,8	98,2	82,3	74,8
	ψ in W	167,3	141,9	137,7	172,3	128,4	134,2	81,5	89,5	79,3	75,5
	Δ in %	-13,5	-12,4	-6,8	-5,9	-9,0	17,8	6,1	-8,9	-3,7	1,0
Gesamtverluste	B in W	823,6	575,0	361,9	909,0	619,8	637,2	394,1	429,2	301,9	187,3
	ψ in W	785,5	568,1	309,2	883,7	616,5	670,7	426,8	404,7	302,9	179,1
	Δ in %	-4,6	-1,2	-14,6	-2,8	-0,5	5,2	8,3	-5,7	0,3	-4,4

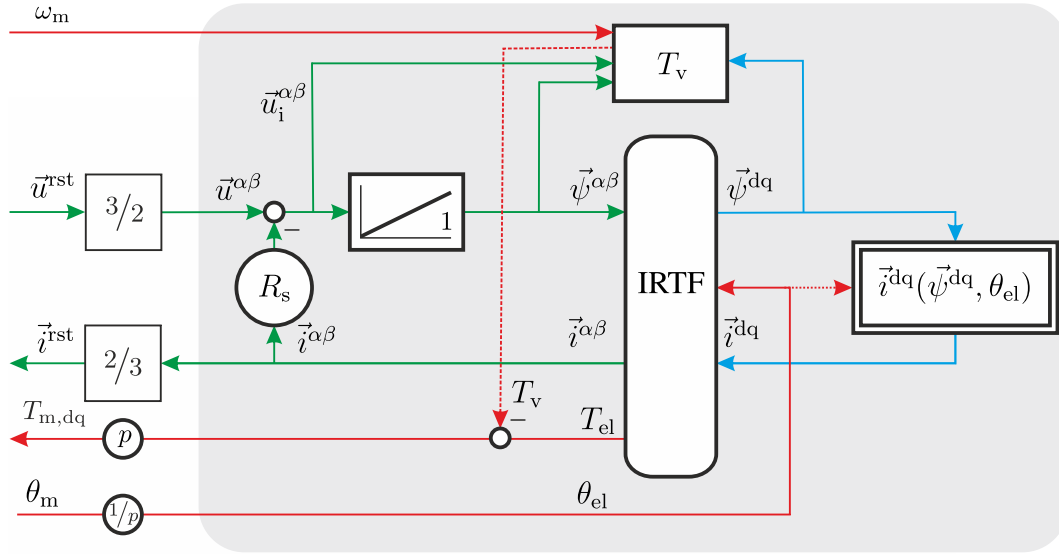


Figure 3.8: IRTF basiertes Synchronmaschinenmodell mit generischem $\vec{i}^{dq}$ -Block und erweitertem Verlustmodell

In der Literatur wird häufig ein vereinfachtes Ersatzschaltbild zur Nachbildung der Eisen- und Magnetverluste genutzt. In dem Ersatzschaltbild wird dazu ein äquivalenter Widerstand für die Eisenverluste parallel zum drehmomenterzeugenden Pfad verwendet. Dabei kann der Widerstand nichtlinear in Abhängigkeit des Arbeitspunktes verwendet werden. Folglich werden innere und verlustbildende Ströme unterteilt, so dass der resultierende Statorstrom korrigiert wird. Dennoch bildet der Widerstand nur die mittleren Verluste der Maschine ab. Zudem muss der Widerstand zuvor vermessen werden, so dass dieser bei geänderten Bedingungen, wie veränderte Regelgüte oder -dynamik, einer erneuten Anpassung bedarf. Daher wird in dieser Arbeit das vorgestellte Verlustmodell genutzt um insbesondere ein geändertes dynamisches Verhalten ohne erneute Adaptionen nachbilden zu können. Im Gegensatz zum vereinfachten Ersatzschaltbildmodell wird die Rückwirkung der Verluste auf die Statorströme vernachlässigt. Eine entsprechende Anpassung ist nicht möglich, da die Verlustleistung der gesamten Maschine errechnet wird und nicht separiert werden kann. Der Fokus des Modells liegt auf der möglichst exakten dynamischen Modellierung auftretender Verluste unter Berücksichtigung von Oberschwingungen. Das Blockschaltbild der dynamischen Verlustberechnung ist in Abbildung 3.9 dargestellt. Das Verhalten des Modells ändert sich im Vergleich zu Abbildung 3.1, da der Anteil der Eisenverlustleistung ein reduziertes elektrisches Drehmoment erzeugt. Die Erweiterung des Maschinenmodells, um das Verlustmodell ist in Abbildung 3.8 gezeigt.

Die Summe der Eisenverluste aller Koordinatenachsen wird durch die Drehzahl dividiert und vom elektrischen Drehmoment subtrahiert. Damit ist die Einhaltung der Energie- und Leistungsbilanz des Modells hergestellt.

$$T_{el,v} = \frac{\sum P_v}{\omega_{el}} \quad (3.37)$$

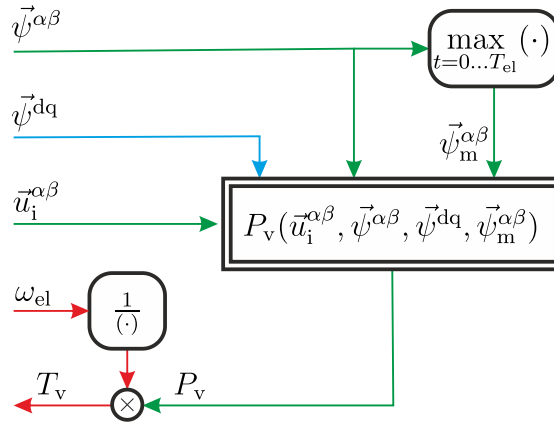


Figure 3.9: Blockschaltbild der Eisen- und Magnetverlustberechnung

Die Tabelle des Rastmoments, wie auch sämtliche Tabellen der Flussverkettung des Modells sind unverändert gültig.

3.4 Experimentelle Modellparametrierung

In diesem Abschnitt wird die Parametrierung der Modelle aus 3.1 und 3.3 anhand von Messungen beschrieben. Dazu werden Experimente mit rotierendem Rotor und blockiertem bzw. langsam drehendem Rotor unterschieden und durchgeführt [25]. Im rotierenden Versuch werden die Kennfelder der Flussverkettung, der Verluste und des Drehmoments bestimmt. Bei langsam drehendem Rotor (quasi blockiertem Rotor) wird das Drehmoment des rotierenden Versuchs durch das Rastmoment, wie in Abschnitt 3.2 definiert, korrigiert. Für alle Messungen wird bei feldorientierter Regelung im stationären Betrieb jeweils ein Kennfeld aufgezeichnet. Dabei wird das Kennfeld, wie in Abbildung 3.11 gezeigt, über die Quadranten ③ und ④ motorisch und generatorisch mit einer geringen Überlappung in die benachbarten Quadranten vermessen. Die Stromamplitude i_s wird während der Messung von 0 A bis zum maximal zulässigen Strom erhöht und der Vorsteuerwinkel γ von -15° bis 205° variiert.

3.4.1 Versuch mit rotierendem Rotor

Während der Kennfeldmessung wird die Maschine mit konstanter Drehzahl betrieben. Diese wird stufenweise bis ca. $2/3$ der Nenndrehzahl erhöht. Dadurch wird eine stabile Regelung mit ausreichender Spannungsreserve des Frequenzumrichters unabhängig von den auftretenden harmonischen Spannungen gewährleistet. Da die harmonischen Größen der Flussverkettung aufgezeichnet werden sollen, wird der Strom möglichst sinusförmig geregelt. Etwaige Abweichungen sind für die nachfolgende Parametrierung problematisch,

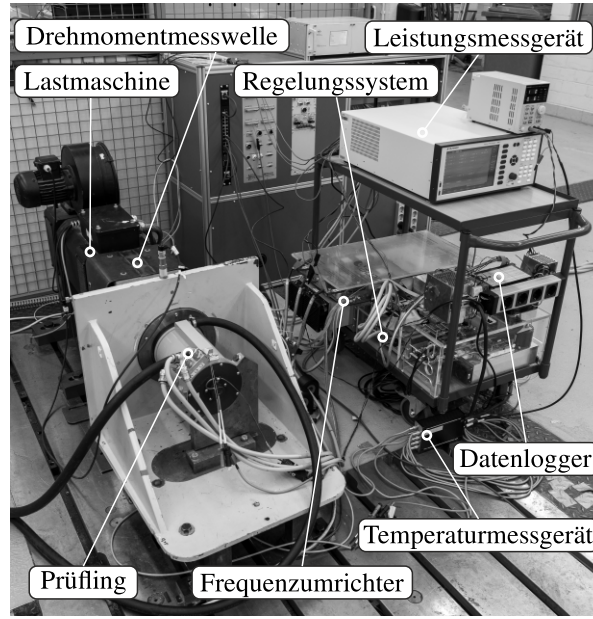


Figure 3.10: Prüfaufbau zur rotierenden Vermessung von Maschine M1

so dass in dieser Arbeit eine aktive Regelung der Oberschwingungen aus Abschnitt 5.6 eingesetzt wurde. Der Prüfaufbau ist in Abbildung 3.10 gezeigt. Dabei wird der Prüfling von Labor-Frequenzumrichter 1 (LFU 1) gespeist und mit einer Asynchronmaschine (ASM) belastet. Zur Leistungsmessung werden die Grundschiwingung und die harmonischen Größen von Strom, Spannung, Phasenwinkel, Drehzahl, Drehmoment und Leistung mit dem Zimmer Leistungsmessgerät 640 (LMG 640) aufgezeichnet. Die Temperatur wird von einem Ipetronic Temperaturmessgerät (Ipetronic) erfasst und zusammen mit den Referenzsignalen von einem Datenlogger von Dephin Technology (Expert-Logger) aufgezeichnet. Das mechanische Drehmoment wird mit einer Drehmomentmesswelle FLFM1 mit 300 Nm von Atesteo (FLFM1-300) aufgenommen. Aufgrund der mechanischen Dämpfung, der im Versuchsaufbau verwendeten Kupplungen sowie der Rotorträgheit, wird das transiente Drehmoment verfälscht und daher lediglich als Vergleichsgröße hinzugezogen. Für die Auswertung ist somit ausschließlich das mittlere Drehmoment relevant. Nach der Messung kann der Signalverlauf $x_s(t)$ von Strom und Spannung sowie der Leistung wie folgt zusammengesetzt werden:

$$x_s(t) = \Re \left\{ \sum_{n=0}^{n=N} X_n(j\omega_n) \cdot e^{-j(\omega_n \cdot t + x_{\varphi,n})} \right\}. \quad (3.38)$$

Dabei stellt X_n die Amplitude einer jeden Harmonischen n mit der Kreisfrequenz ω_n und dem Winkel $x_{\varphi,n}$ dar. Der Spannungswinkel φ wird auf den Vorsteuerwinkel γ aufaddiert und beschreibt den Versatz zwischen Spannungsvektor $\vec{u}^{\text{dq}}$ und Stromvektor $\vec{i}^{\text{dq}}$.

$$\vartheta = \varphi + \gamma. \quad (3.39)$$

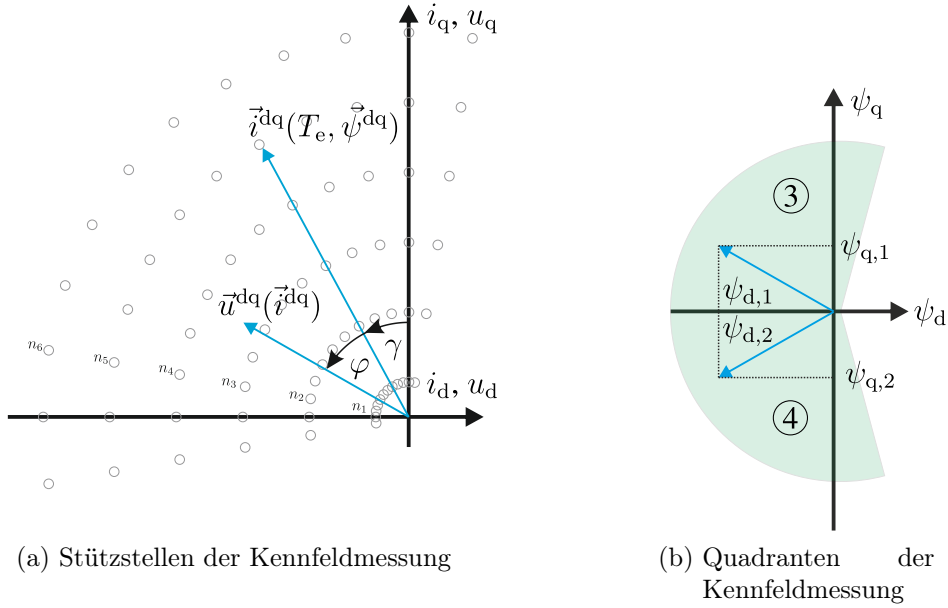


Figure 3.11: Vermessung der Betriebspunkte im Kennfeld

Nachfolgend werden alle Betrachtungen im Zeitbereich nicht explizit mit $x_s(t)$, sondern mit x_s bezeichnet. Aus der allgemeinen Spannungsgleichung elektrischer Maschinen wird die Flussverkettung über das Integral berechnet:

$$\vec{\psi}^{\alpha\beta} = \int_0^t (\vec{u}^{\alpha\beta} - R_s \cdot \vec{i}^{\alpha\beta}) dt \quad (3.40)$$

und anschließend in Rotorkoordinaten transformiert. Bei sehr geringer Drehzahl können die Eisenverluste vernachlässigt werden, so dass das Maschinenmodell aus Abschnitt 3.1 bereits mit den Messdaten inklusive der Harmonischen und Kreuzkopplungen parametrierbar ist. Die Vorgehensweise ist in Abbildung 3.12 dargestellt. Die zeitabhängigen Größen aus Gleichung (3.38) bis (3.40) werden in 3-dimensionale (3-D)-Tabellen abgelegt und weiterverarbeitet. Die dritte Dimension bildet hier zusätzlich zu den Koordinatenachsen den Zeitverlauf des Signals ab. Für jeden Zeitschritt bzw. virtuelle Winkelposition des Rotors wird die Tabelle der Flussverkettung in eine Tabelle der Statorströme invertiert.

$$\vec{\psi}^{\text{dq}}(\vec{i}^{\text{dq}}) \xrightarrow{(\cdot)^{-1}} \vec{i}^{\text{dq}}(\vec{\psi}^{\text{dq}}) \Big|_{\theta_m = \omega_{el} \cdot t = \text{const}} \quad (3.41)$$

Anschließend werden die Tabellen in der dritten Dimension wieder zusammengefügt. Durch eine räumliche Fouriertransformation in Richtung der Winkelposition θ_m , ergeben sich die Amplituden der Ströme als Raumharmonische je Tabellenposition in dq-Koordinaten. Jede Ordnung der raumharmonischen Ströme wird in einer 2-D-Tabelle $\vec{i}_n^{\text{dq}}(\vec{\psi}^{\text{dq}})$ abgelegt und kann in die Darstellung aus Abbildung 3.2 eingefügt werden.

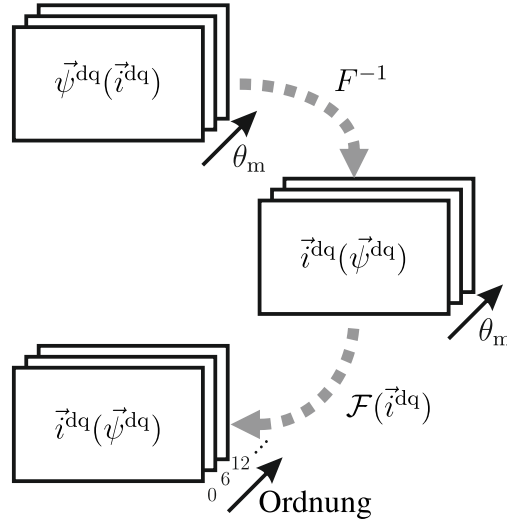


Figure 3.12: Extraktion des Statorstroms mit Raumharmonischen aus Messungen des zeitlichen Verlaufs

Das mechanische Drehmoment lässt sich unter Vernachlässigung des Rastmoments, sowie der Eisenverluste und Wirbelstromverluste im Magneten mit:

$$T_{m,dq} = \frac{3}{2}p \cdot (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3.42)$$

vereinfacht abschätzen. Der Fehler des abgeschätzten Drehmoments dient zur Auswertung der Eisenverluste. Das Referenzsignal liefert dabei das mittlere Drehmoment der Messwelle. Aus der Drehmomentdifferenz kann anhand der Drehzahl die Verlustleistung bestimmt werden. Die Verlustleistung beinhaltet dabei neben den Eisenverlusten auch mechanische Reibungsverluste der Lager- und Luftreibung. Diese können im Fall der IPMSM nicht separiert, aber gegenüber den Eisenverlusten vernachlässigt werden. Im Fall der in dieser Arbeit betrachteten RSM werden die Reibverluste durch einen Schleppversuch im Leerlauf extrahiert.

Zur Berücksichtigung der Eisenverluste werden die benötigten Parameter der Verlustgleichungen aus den virtuellen Zeitsignalen berechnet. Anschließend werden die Parameter von Gleichung (3.36), (A.1) und (A.2), wie in Abschnitt 3.3.5 beschrieben, bestimmt. Die Gleichungen der Eisenverluste werden dabei an die Summe der gemessenen Eisenverluste angepasst, so dass die Parameter nicht denen der simulativ bestimmten Parameter entsprechen. Das dynamische Verhalten der Eisenverluste wird dadurch nicht beeinträchtigt. Dies konnte durch die identische Anpassung der simulierten Eisenverluste überprüft werden. Jedoch können die Verluste somit nicht in Rotor- und Statorverluste getrennt werden, so dass diese Vereinfachung nur für die Parametrierung durch Messungen angewendet wird. Anhand der Maschine M1 werden die dynamischen Eisenverluste nach Parametrierung und anschließend die gemessenen Eisenverluste miteinander verglichen. Dazu ist ein Verlustkennfeld bei einer Drehzahl von 2000 U/min aufgenommen und berechnet worden. Das Ergebnis der gemessenen Eisenverluste, sowie die Abweichung gegenüber dem

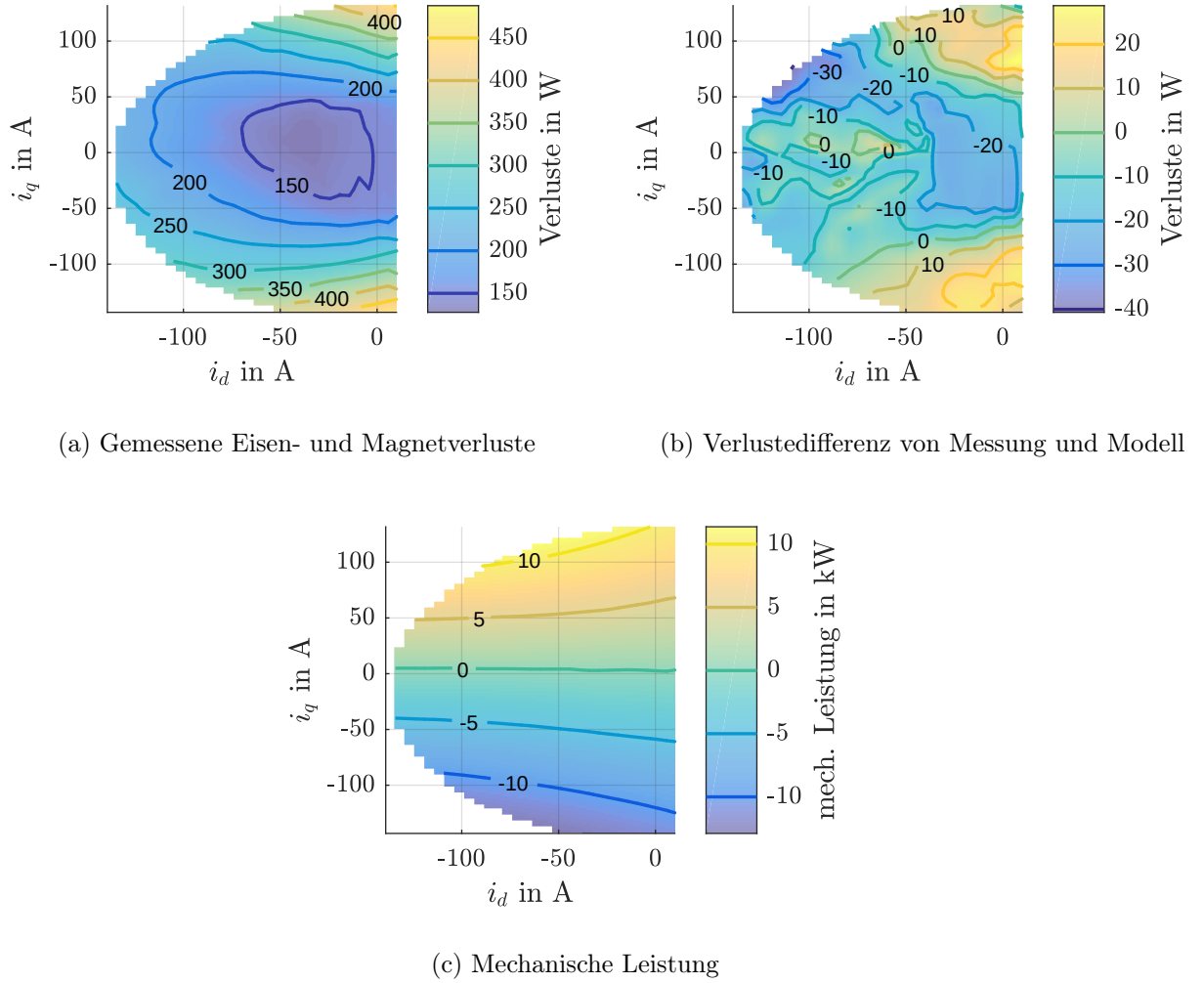


Figure 3.13: Kennfeld der Eisen- und Magnetverluste sowie der Verlustdifferenz zwischen Modell und Messung von IPMSM M1 bei 2000 U/min

parametrierten dynamischen Verlustmodell sind in den Abbildungen 3.13 gezeigt. Die maximale Abweichung beträgt 45 W, wobei im späteren Betriebsbereich der Maschine eine höhere Exaktheit erreicht wurde.

Neben den Eisenverlusten können die Eingangsleistung p_{el} und die Kupferverluste p_{cu} direkt angegeben werden.

$$p_{el} = \frac{3}{2} (\vec{u}^{\alpha\beta} \cdot \vec{i}^{\alpha\beta}) \quad (3.43)$$

$$p_{cu} = \frac{3}{2} R_s \cdot (i_\alpha^2 + i_\beta^2) \quad (3.44)$$

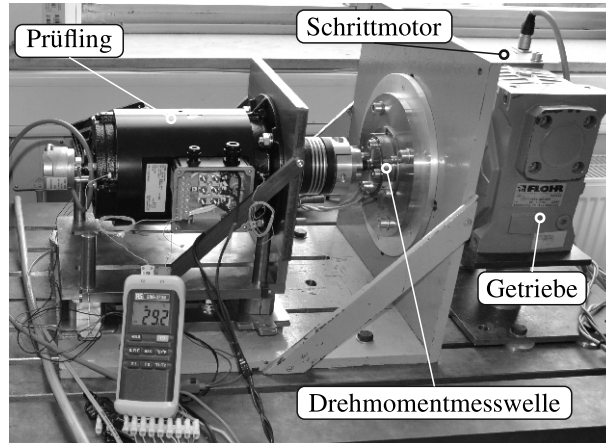


Figure 3.14: Prüfaufbau zur Vermessung mit blockiertem Rotor und Maschine M6

Thermische Arbeitspunktverschiebungen wie auch Fehler der Drehzahlmessung gehen zwar nicht in das elektromagnetische Modell ein, allerdings ist die thermische Stabilität des Prüflings oder aber die genaue Kenntnis der mittleren Wicklungstemperatur besonders wichtig. Innerhalb einer Periode wird die Temperatur als konstant angenommen, da die thermische Zeitkonstante τ_{therm} wesentlich größer als eine elektrische Periodendauer τ_{el} ist.

3.4.2 Versuch mit blockiertem Rotor

Der Versuch mit langsam drehendem Rotor wird zum Abgleich, des durch den fluktuierenden Anteil der magnetische Ko-Energie verursachten Rastmoments, und zur Vermessung der Drehmomentwelligkeit durchgeführt. Hierzu wird die Maschine über ein Schneckengetriebe mit einem Schrittmotor verbunden und betrieben. Die Signale der hochauflösenden Drehmoment- und Positionsmessung werden nachfolgend aufgezeichnet. Der Aufbau ist in Abbildung 3.14 dargestellt. Die Eisenverluste können in diesem Test vernachlässigt werden, da der Prüfling mit einer Drehfrequenz < 1 Hz betrieben wird. Die Differenz des Drehmoments zwischen den Messmethoden mit rotierendem und blockiertem Rotor bildet den Korrekturwert des Rastmoments sowie der Eisenverluste und wird in Tabellen abgelegt.

$$T_{\text{mag}}(\vec{i}^{\text{dq}}, \theta_m) = T_m - T_{m,\text{dq}}(\vec{i}^{\text{dq}}, \theta_m) \quad (3.45)$$

3.5 Zusammenfassung der Maschinenmodellierung

In diesem Kapitel wurde ein erweitertes Verlustmodell für Synchronmaschinen erarbeitet. Dabei sind die beschriebenen Modelle für IPMSM und RSM gültig, so dass im Fall von Reluktanzmaschinen der identische Ansatz, nur ohne Betrachtung der Magnete, verwendet werden kann. Ziel des Modellierungsansatzes war die Nachbildung der transienten Verluste in Abhängigkeit der auftretenden Oberschwingungen. Nach Erläuterung des dynamischen Maschinenmodells mit Raumharmonischen aus [3] wurde das Modell um eine dynamische Eisenverlustmodellierung erweitert. In Abhängigkeit der Flussdichte wurde dazu eine Gleichung zur Berechnung der Verluste in Echtzeit erläutert. Ausgehend von der Bertotti-Gleichung wurde diese dabei um einen nichtlinearen Term der Wirbelstromverluste erweitert. Es konnte gezeigt werden, dass sich die resultierende Gleichung in die empirischen Ansätze der IEM5-Formel, sowie der mGSE und iGSE überführen lässt. Anschließend wurde die transiente Gleichung basierend auf der Flussdichte auf eine transiente Verlustgleichung in Abhängigkeit der Flussverkettung übertragen. Die beiden Ansätze des Flussdichte- und des Flussverkettungsmodells wurden mit der Beispielmaschine IPMSM M1 veranschaulicht und abgeglichen. Die Abweichung der Modelle ist gering und das Modell der Flussverkettung folgt den Verlusten der transienten Feldberechnung. Zum Abgleich der Modelle wurden unterschiedliche Betriebspunkte gewählt und verifiziert. Der maximale Fehler zwischen den Modellen beträgt $\leq 15\%$ bezogen auf den jeweiligen Arbeitspunkt. Zudem tritt der größte prozentuale Fehler bei geringen Verlusten auf. Wichtig ist, dass die Vergleichbarkeit von Betriebspunkten der Modelle gegeben ist, so dass eine Abweichung gegenüber der exakten FE-Werte nicht relevant ist. Die transiente Berechnung kommt dabei ohne zeitaufwendige oder gekoppelte FE-Simulationen aus, da die Parameter der Gleichungen zuvor parametrisiert werden können.

Des Weiteren wurde die Vermessung der Maschinen und die daran anschließende Parametrierung des Maschinenmodells mit Raumharmonischen und des Verlustmodells vorgestellt. Im rotierenden Versuch wurden anhand von Kennfeldern bei konstanter Drehzahl alle Messgrößen inklusive der harmonischen Komponenten aufgezeichnet. Durch die Berechnung einer virtuellen Rotorposition konnten anschließend die dynamischen Signalverläufe von Strom, Spannung, Leistung und Flussverkettung bestimmt werden. Daraus wurden die Parameter und Modelltabellen extrahiert. Ein Abgleich aus gemessenen und modellierten Eisenverlusten wies eine maximale Abweichung von 45 W bei 2000 U/min auf. Abschließend wurde der Aufbau zur Vermessung des Rastmoments und der Drehmomentwelligkeit mit Hilfe des blockierten Rotors zusammengefasst. Mit dem transienten Maschinenmodell können nun Antriebssysteme inklusive der Kupfer-, Eisen- und Magnetverluste modelliert werden. Das Modell basiert dabei auf Raumharmonischen, so dass sich eine veränderte Ansteuerung und Regelung der Maschine auf die entstehenden Verluste auswirkt. Da das Modell ausschließlich auf der Flussverkettung basiert, ist bereits an dieser Stelle ersichtlich, dass die Verluste bei minimalen Oberschwingungen der Flussverkettung minimiert werden. Somit ist die exakte Regelung der Statorströme für die Vermessung zwar wünschenswert, aber für den späteren Betrieb der Maschine nicht optimal.

4 Modellierung der Leistungselektronik

In diesem Kapitel wird die Modellierung der Leistungselektronik vorgestellt. Die Grundlagen werden zur Kompensation und Berücksichtigung der nichtlinearen Effekte, sowie zur Abschätzung der Verluste genutzt. Die Basis der hier betrachteten Leistungselektronik bildet ein dreiphasiger FU mit Spannungszwischenkreis. Der Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) basierende FU wird mit Raumzeiger- bzw. Pulsweitenmodulation (PWM) betrieben. Die in der Theorie angenommenen idealen Schalter, bestehend aus IGBT und Diode, verzerren aufgrund der nichtlinearen Kennlinie die reale Ausgangsspannung an der Maschine. Daher wird eine Kompensation der Verzerrungen beschrieben und im Rahmen dieser Arbeit für jegliche FU im Laborbetrieb genutzt. Anschließend wird eine Formel für die instantane Verlustleistung in Abhängigkeit der Maschinen- und Halbleiterparameter beschrieben.

4.1 Nichtlineare Effekte der Halbleiterschalter

Für die Regelung der Maschine ist die genaue Kenntnis der Ausgangsspannung nötig. Da diese durch die Modulation als Kurzzeitmittelwert von der Leistungselektronik gestellt wird, dient die Modellierung vor allem der Möglichkeit zur Kompensation der nichtlinearen Effekte. Dabei sind die Effekte der nichtlinearen Kennlinie auf die Durchlassspannung und die parasitären Kapazitäten der Schalter zurückzuführen. Weiterhin schalten die Leistungshalbleiter nicht, wie idealisiert angenommen, unendlich schnell, sondern benötigen eine Ein- und Ausschaltdauer in Abhängigkeit des jeweiligen Bauelements [26]. Daher werden Schaltverzugszeiten zwischen zwei Schaltvorgängen eingeführt um das sichere Ausschalten der Bauelemente zu gewährleisten. Physikalische Zusammenhänge werden hier nur soweit wie nötig betrachtet [27], [28].

Begonnen wird mit der Erläuterung der Schaltverzugszeiten. In der Halbbrücke aus Abbildung 4.1 wird jeweils ein Schalter ein- und der andere Schalter ausgeschaltet. Ohne eine Schaltverzugszeit, in dieser Arbeit nachfolgend Totzeit genannt, käme es zu einem Kurzschluss in der Halbbrücke. Im Fall des Kurzschlusses wird der Stromanstieg lediglich durch die geringen parasitären Induktivitäten des FU begrenzt und die Schalter werden zerstört. Die Einführung einer Totzeit verzögert das Einschalten des Schalters S_1 gegenüber dem Ausschaltevorgang von S_2 und verhindert eine mögliche Überlappung der Schaltphasen. Das vom Treiber an die Schalter gegebene Schaltsignal ist in Abbildung 4.1b mit eingefügten Totzeiten gezeigt. Innerhalb der Totzeit kann der Strom von Schalter S_1 auf

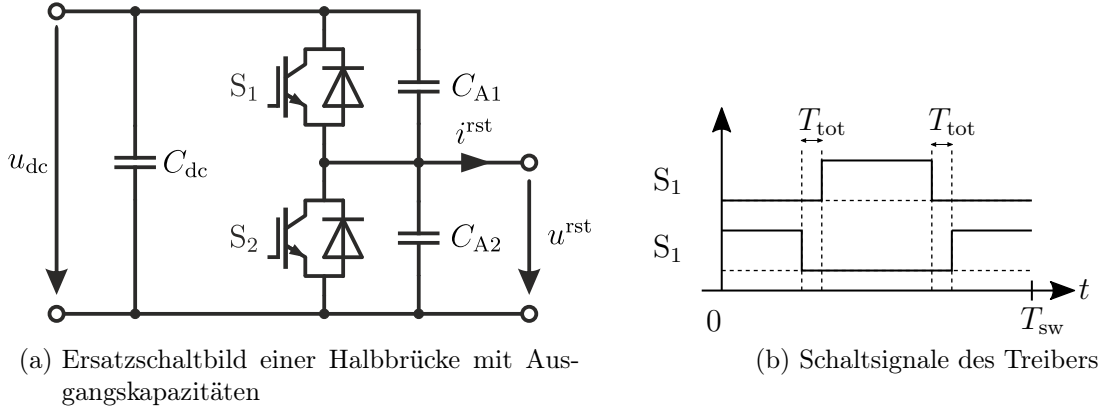


Figure 4.1: Ersatzschaltbild und Schaltsignale

den Pfad des Schalters S_2 kommutieren. Durch die Totzeit verkürzt sich jedoch der Ausgangsspannungspuls und reduziert die Spannungszeitfläche unter $\vec{u}^{rst}$. Der entstehende Spannungsfehler

$$\Delta \vec{u}_{tot}^{rst} = -\frac{T_{tot}}{T_{sw}} \cdot u_{dc} \cdot \text{sign}(\vec{i}^{rst}) \quad (4.1)$$

ist abhängig von der Stromrichtung des aktuellen Phasenstroms $\vec{i}^{rst}$, der Periodendauer des Schaltsignals T_{sw} und der Zwischenkreisspannung u_{dc} .

Neben der Totzeit wird das Ausgangssignal um den Spannungsabfall der Halbleiterbauelemente vermindert. Der exponentielle Verlauf einer Halbleiterkennlinie wird, wie in [29] beschrieben, durch die Schwellspannung u_D und einen Widerstand R_x von IGBT und Diode im leitenden Bereich angenähert. Daraus folgt für den Spannungsabfall des Halbleiters:

$$u_x = R_x \cdot i + u_D \quad (4.2)$$

mit u_x jeweils für die Bauelemente IGBT und Diode. Der Ausgangsspannungsfehler wird aus der Summe der einzelnen Spannungsabfälle bestimmt.

$$\Delta \vec{u}_{hl}^{rst} = -\frac{u_{Diode} + u_{IGBT}}{2} \cdot \text{sign}(\vec{i}^{rst}) \quad (4.3)$$

Bisher ist der Ausgangsspannungsfehler unabhängig von der Amplitude des Ausgangsstroms. Daher ergibt sich lediglich eine Gleichanteilsverschiebung mit Vorzeichenwechsel, wie in Gleichung (4.3) definiert wurde. Da während des Übergangs von negativem zu positivem Stromfluss kein diskontinuierlicher Sprung entsteht, müssen die parasitären Kapazitäten C_{A1} und C_{A2} der Halbbrücke aus Abbildung 4.1a betrachtet werden. Der Lade- und Entladevorgang der Ausgangskapazität definiert den Spannungsverlauf während der Totzeit in Abhängigkeit des Stroms [27].

$$\vec{u}^{rst} = u_{dc} - \frac{1}{C_{A1} + C_{A2}} \cdot \int_0^{T_{sw}} \vec{i}^{rst} dt \quad (4.4)$$

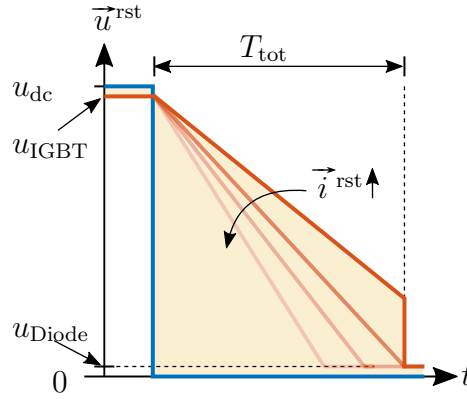


Figure 4.2: Verlauf der Phasenspannung $\vec{u}^{\text{rst}}$ bei konstantem Ausgangsstrom während der Totzeit

Die Induktivität der an den FU angeschlossenen Maschine ist im Vergleich zur Ausgangskapazität relativ groß, so dass der Ausgangsstrom als konstant angenommen werden kann. Der Ausschaltvorgang von S_1 ist bei einem positiven Ausgangsstrom in Abbildung 4.2 gezeigt. Dabei lädt der als konstant angenommene Ausgangsstrom die Kapazität C_{A1} der Halbbrücke auf und entlädt C_{A2} . Bei geringen Strömen wird die Ausgangskapazität nicht vollständig umgeladen und daher erst zum Einschaltmoment des Schalters S_1 , d.h. am Ende von T_{tot} , auf das niedrigere Potenzial gezwungen. Hohe Ausgangsströme können die Kapazität hingegen innerhalb der Totzeit umladen. Daher wird der Fehler in zwei Bereiche abhängig vom Ausgangsstrom unterteilt. Die Grenze der Bereiche ist in Gleichung (4.4) ersichtlich, wenn die Kapazität exakt innerhalb der Totzeit umgeladen wird. Mit

$$C_A = C_{A1} + C_{A2} \quad (4.5)$$

kann für den Spannungsfehler [27]:

$$\Delta \vec{u}_{Ca}^{\text{rst}} = \begin{cases} \frac{T_{\text{tot}}}{T_{\text{sw}}} \cdot \left(u_{\text{dc}} \cdot \text{sign}(\vec{i}^{\text{rst}}) - \frac{T_{\text{tot}}}{2C_A} \cdot \vec{i}^{\text{rst}} \right), & |\vec{i}^{\text{rst}}| < \frac{u_{\text{dc}}}{T_{\text{tot}}} \cdot C_A \\ \frac{u_{\text{dc}}^2 \cdot C_A}{2 \cdot T_{\text{sw}} \cdot \vec{i}^{\text{rst}}}, & |\vec{i}^{\text{rst}}| \geq \frac{u_{\text{dc}}}{T_{\text{tot}}} \cdot C_A \end{cases} \quad (4.6)$$

angegeben werden. Die gesamte Störspannung setzt sich aus den drei erläuterten Spannungsfehlern zusammen.

$$\Delta \vec{u}^{\text{rst}} = \Delta \vec{u}_{\text{tot}}^{\text{rst}} + \Delta \vec{u}_{\text{hl}}^{\text{rst}} + \Delta \vec{u}_{Ca}^{\text{rst}} \quad (4.7)$$

Der Verlauf der Störspannung entspricht einer Sättigungsfunktion mit einem maximalen Betrag und einer durch die Kapazitäten und den Ausgangsstrom definierten Steigung um den Punkt 0 A. Zur Kompensation wird die Störspannung durch eine Sättigungsfunktion mit exponentiellem Verlauf hinreichend genau abgebildet [27]. Der geringe Implementierungsaufwand im FU steht hier im Vordergrund und liefert gute Ergebnisse.

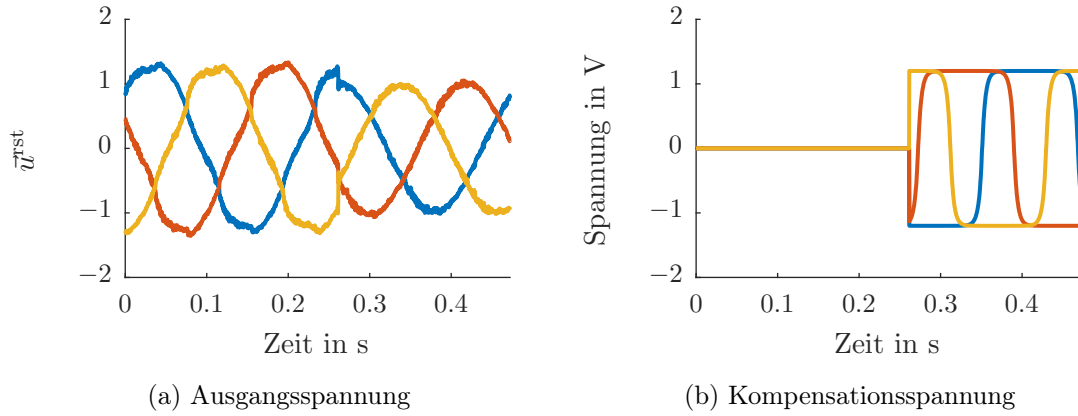


Figure 4.3: Messung des zeitlichen Verlaufs der Spannungen mit und ohne Kompensation, ($U_{th} = 1.2 \text{ V}$, $k = 0,8$ zum Zeitpunkt $t = 0.2613 \text{ s}$)

$$\Delta \vec{u}^{rst} = U_{th} \cdot (1 - e^{-k|\vec{i}^{rst}|}) \cdot \text{sign}(\vec{i}^{rst}) \quad (4.8)$$

Eine Aufzeichnung der Spannungsanforderung des LFU 1 mit und ohne Kompensation ist in Abbildung 4.3 gezeigt.

4.2 Verluste der Leistungselektronik

Zuvor wurden die Verluste der elektrischen Maschine für den transienten Zeitverlauf beschrieben. Zur Evaluierung und späteren Optimierung des Systems werden in diesem Abschnitt die Leit- und Schaltverluste der Leistungselektronik beschrieben. Für Verlustminimierung in Abschnitt 5.5 wird später ein Ausdruck für die Verluste in Abhängigkeit der Maschinenparameter benötigt, um diese in die Regelung und Trajektorienplanung einzubeziehen. Auf Basis der in [30] und [29] hergeleiteten Umrichterverluste für Pulsweitenmodulation werden die Leit- und Schaltverluste nachfolgend zusammengefasst.

Die Leitverluste beschreiben das Leitverhalten der Halbleiter und sind abhängig vom Ausgangsstrom. Hingegen sind die Schaltverluste abhängig von der während des Schaltvorgangs in Wärme umgewandelte Energie, sowie von der Wiederholungsrate. Alle Umrichterverluste werden weiterhin in Verluste der Diode und des IGBT separiert und getrennt betrachtet. Diese Trennung ist nötig, um die unterschiedliche Leit- und Sperrcharakteristik der Halbleiter zu berücksichtigen. Die Leitverluste werden von der Durchlassspannung, dem effektiven Leitwiderstand, dem mittleren Halbleiterstrom, sowie dem Effektivstrom

bestimmt. Für den Effektivstrom und den Strommittelwert der Diode gilt:

$$i_{\text{Diode}}^{\text{rms}} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{m \cdot \cos(\phi)}{3\pi}}, \quad (4.9)$$

$$\bar{i}_{\text{Diode}} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos(\phi)}{8} \right) \quad (4.10)$$

und für den IGBT gilt analog:

$$i_{\text{IGBT}}^{\text{rms}} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos(\phi)}{3\pi}} \quad (4.11)$$

$$\bar{i}_{\text{IGBT}} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos(\phi)}{8} \right). \quad (4.12)$$

Der Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$ ist als Phasendifferenz zwischen Spannung $\vec{u}^{\text{dq}}$ und Strom $\vec{i}^{\text{dq}}$ definiert.

$$\cos(\phi) = \text{atan2}\left(\frac{u_q}{u_d}\right) - \text{atan2}\left(\frac{i_q}{i_d}\right) \quad (4.13)$$

Der Modulationsindex m des FU wird aus dem Quotienten der Spannungsamplitude, der Grundwelle u^1 , sowie der Zwischenkreisspannung berechnet:

$$m = \sqrt{3} \cdot \frac{u^1}{u_{\text{dc}}}. \quad (4.14)$$

Auf eine Herleitung der Formel in Abhängigkeit der Maschinenparameter wird hier verzichtet. Das resultierende Produkt aus Modulationsindex und Leistungsfaktor kann wie folgt zusammengefasst werden:

$$m \cos(\phi) = -\frac{\sqrt{3}}{u_{\text{dc}}} \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \cdot \left(R_s + \omega_{\text{el}} \frac{i_d i_q}{i_d^2 + i_q^2} \cdot \left((L_d - L_q) + \frac{\psi_f}{i_d} \right) \right). \quad (4.15)$$

Zur Bestimmung der Leitverluste muss der Spannungsabfall an den Halbleitern anhand von Gleichung (4.2) bestimmt werden. Die Parametrierung von u_D und R_x kann durch Vermessung der Halbleiter bei Nenntemperatur oder durch Herstellerangaben erfolgen. Die Leitverluste des FU werden aus der Summe von Dioden und IGBT Verlusten bestimmt. Dabei steht der Index x für Diode bzw. IGBT.

$$p_{\text{leit}} = R_x \cdot (i_x^{\text{rms}})^2 + u_x \cdot \bar{i}_x \quad (4.16)$$

Die Schaltverluste werden durch die Schaltenergie als Funktion des Wechselrichterstroms $\vec{i}^{\text{rst}}$, der Zwischenkreisspannung u_{dc} und der Schaltfrequenz f_{sw} beschrieben. Dabei wird die Schaltenergie aus dem Produkt des Spannungsabfalls am Schalter, sowie des Kollektorstroms bestimmt. Bei geringen Strömen wird in [30] ein Korrekturterm des Kollektorstroms eingeführt. Dabei erreicht der virtuelle Kollektorstrom das Minimum bei 4 A und

steigt überproportional mit steigendem Ausgangsstrom. Der Verlauf des resultierenden Kollektorstroms wird in dieser Arbeit approximiert, da die nachfolgende Minimierung der Gesamtverluste in Abschnitt 5.5 auf einer effizienten Berechnung und stetigen Gleichung beruht.

$$i'_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \cdot \left(1 + \frac{6}{i_{\max}}\right) + 4 \text{ A} \quad (4.17)$$

$i_{\max}$ stellt den Maximalstrom des Wechselrichterausgangs dar.

$$p_{\text{sw}} = \frac{f_{\text{sw}}}{\pi} \cdot \left[\frac{i'_s}{i^n} \cdot \left(\frac{u_{\text{dc}}}{u_{\text{dc}}^n}\right)^{1,4} \cdot (W_{\text{ein}} + W_{\text{aus}}) + \left(\frac{i'_s}{i^n}\right)^{0,6} \cdot \left(\frac{u_{\text{dc}}}{u_{\text{dc}}^n}\right)^{0,6} \cdot W_{\text{rr}} \right] \quad (4.18)$$

Die normierte Zwischenkreisspannung u_{dc}^n ist die bei der ermittelten Schaltenergie anliegende Spannung. Der Exponent wird zur nichtlinearen Skalierung der Zwischenkreisspannung genutzt [31] und unterscheidet sich für IGBT und Diode. Die Schaltenergie je Ampere W_{ein} , W_{aus} und W_{rr} wird für Ein- und Ausschaltvorgang des Transistors und die Diode separat ermittelt [32]. Die Gesamtverluste des Wechselrichters werden für die sechs Schalter aufsummiert bzw., da diese identisch sind, multipliziert. Daraus folgen die Wechselrichterverluste in Abhängigkeit der Maschinenparameter:

$$p_{\text{LE}} = 6 \cdot (p_{\text{leit,IGBT}} + p_{\text{leit,Diode}} + p_{\text{sw}}). \quad (4.19)$$

Zur Approximation der maximal auftretenden Verlustleistung werden die Koeffizienten bei maximaler Sperrschichttemperatur ermittelt. Die Anpassung der Schaltenergie aus Datenblättern an den Gatewiderstand des verwendeten Treibers erfolgt in dieser Arbeit gemäß [31].

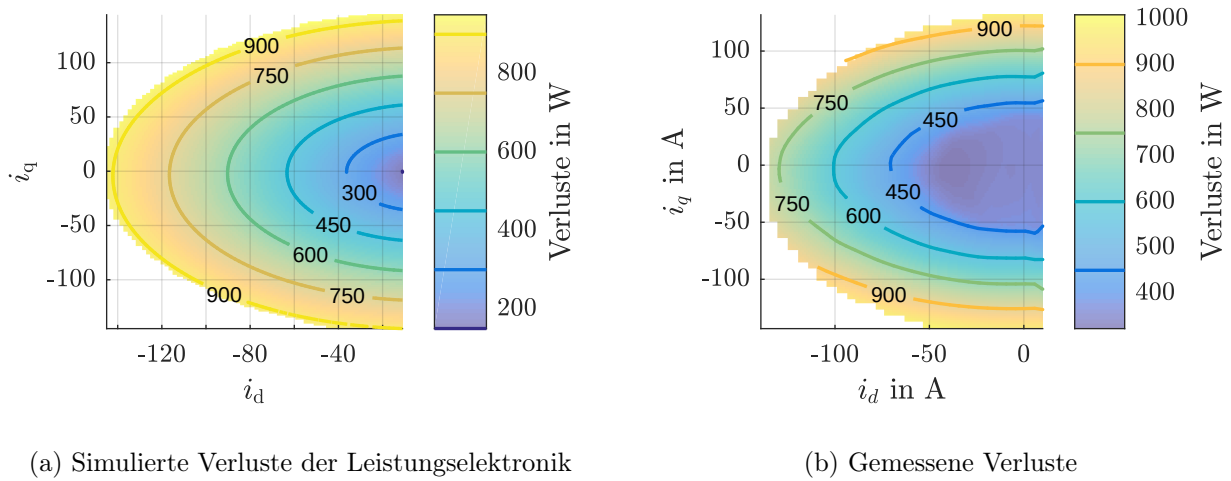


Figure 4.4: Verluste des LFU 1 bei Betrieb von IPMSM M1 mit 2000 U/min unter Betrachtung des Modulationsgrads und des Leistungsfaktors

4.3 Zusammenfassung der Leistungselektronikmodellierung

In diesem Kapitel wurden das nichtlineare Schaltverhalten und die entstehenden Verluste der Leistungselektronik erläutert. Der beschriebene Spannungsfehler beruht zum Einen auf der vom Treiber eingesetzten Schaltverzugszeit und zum Anderen auf parasitären Elementen der betrachteten IGBT und Dioden. Dabei hat die Ausgangskapazität einer Halbbrücke, in Abhängigkeit des Ausgangsstroms, den größten Einfluss auf das Schaltverhalten. Des Weiteren verzerrt der Spannungsabfall über den Halbleitern die von der Leistungselektronik gestellte Ausgangsspannung an den Maschinenklemmen. Daher wurde die Summe der Spannungsverzerrungen durch eine Sättigungsfunktion mit exponentiellem Verlauf angenähert und zur Kompensation in dieser Arbeit verwendet. Die gezeigten Messungen bestätigen die effektive Spannungs Korrektur.

Im zweiten Abschnitt des Kapitels wurde eine Abschätzung der Verluste in Abhängigkeit der Maschinenparameter und des Arbeitspunktes beschrieben. Da insbesondere im Betrieb von RSM ein niedriger Leistungsfaktor auftritt, wurde eine Näherung des Modulationsgrads und des Leistungsfaktors eingeführt und zur Anpassung der Leitverluste genutzt. Die Berechnung der Schaltverluste wurde gemäß den in der Literatur bekannten Methoden durchgeführt. Die Gesamtverluste, bestehend aus Leit- und Schaltverlusten, sind durch die erläuterten Formeln ausschließlich in Abhängigkeit der Maschinenparameter analytisch bestimmbar, so dass sich die Berechnung besonders zur Kennfeldbestimmung unter verlustoptimalen Bedingungen eignet. Zur Prüfung des Berechnungsansatzes wurden für den LFU 1 die Verluste anhand von Datenblattangaben parametrisiert und einer Messung identischer Betriebspunkte gegenübergestellt. Dabei weist das Modell eine gute Überein-

stimmung mit den Messwerten über den gesamten Bereich des Kennfelds auf.

5 Diskretisierung und Regelung

In diesem Kapitel werden zur Regelung der Maschine bei minimalen Verlusten die Maschinengleichungen zeitlich diskretisiert und die benötigten Beobachter aus Abbildung 2.2 eingeführt. Des Weiteren wird die numerische Bestimmung der Stromtrajektorien des verlustminimalen Betriebs für die IPMSM und die RSM erläutert. Ferner wird ein Kerbfilter zur aktiven Dämpfung von Oberschwingungen beschrieben. Messergebnisse der vorgestellten Ansätze am Beispiel der IPMSM M1 schließen das Kapitel ab.

5.1 Abtastung

Zur Implementierung der zeitdiskreten Regelung muss die Zeitverzögerung zwischen Abtastung der Messgrößen und Einstellen des Ausgangssignals in der Berechnung betrachtet werden. In dieser Arbeit wird eine Mittenabtastung der Messgrößen gewählt. Zum Abtastzeitpunkt k werden die Rotorposition $\theta_{el}(k)$ und der Strom $\vec{i}_s(k)$ gemessen. Anschließend werden Ströme und Rotorposition des aktuellen Zeitschritts $k+1$ geschätzt. Dadurch wird der Verlauf der im geregelten System auftretenden Größen aktualisiert und eine hohe Güte der Regelung erreicht. Wird die Aktualisierung der abgetasteten Werte vernachlässigt, führt dies insbesondere bei Systemen mit hoher Grundfrequenz zu Stabilitätsproblemen. Im letzten Schritt erzeugt die Regelung den neuen Ausgangstellwert $\vec{u}_s(k+1)$. Die zeitliche Abfolge ist in Abbildung 5.1 dargestellt.

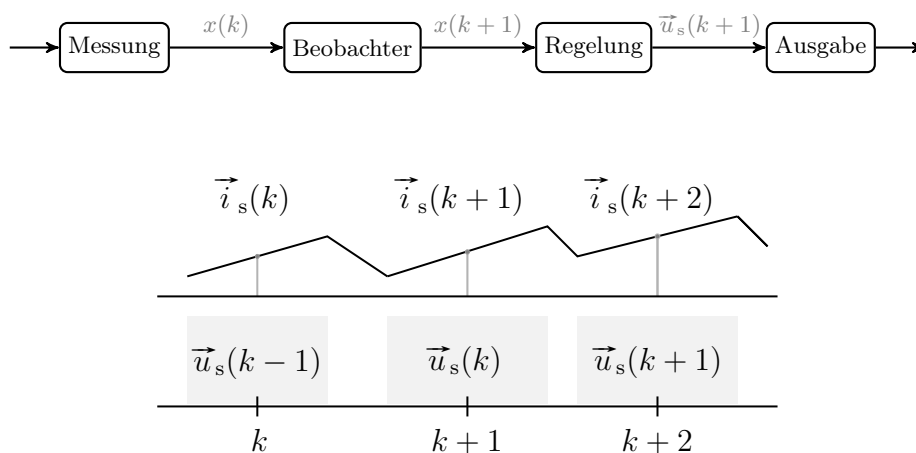


Figure 5.1: Abtastung

5.2 Kompensation des Spannungsfehlers durch die Abtastung

Durch die Drehung des Rotors zwischen zwei Abtastzeitpunkten wird auch das rotorbezogene dq-Koordinatensystem rotiert. Dadurch stimmt der berechnete Ausgangsspannungswert der Regelung nicht mit der gestellten Spannungszeitfläche überein. Bei hoher elektrischer Grundfrequenz ω_{el} im Verhältnis zur Schaltfrequenz f_{sw} muss die Spannungszeitfläche kompensiert werden. Sonst geht der lineare Zusammenhang zwischen Modulation des Ausgangssignals und der tatsächlich angelegten Spannungszeitfläche verloren. Folglich wird das geregelte System instabil oder es führt zu längerem Einschwingverhalten der Regler bei hoher Grundfrequenz. Zur Kompensation des entstehenden Fehlers wird die Drehung des Koordinatensystems berücksichtigt. Hierzu sind in Abbildung 5.2 das dq-Koordinatensystem zum Zeitpunkt k und $k + 1$, dessen Drehung, sowie der Referenzspannungsvektor $\vec{u}^{\alpha\beta}$ abgebildet. Zur Fehlerabschätzung wird, wie in [33] beschrieben, der Mittelwert über die Spannungszeitfläche aus Abbildung 5.2 ermittelt.

$$\vec{u}^{\alpha\beta} = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \int_{-\frac{T_{sw}}{2}}^{\frac{T_{sw}}{2}} \cos(\omega_{el}t) \cdot \vec{u}^{\alpha\beta,ref} dt \quad (5.1)$$

Durch Umformung und Anwendung einiger Additionstheoreme ergibt sich die Spannung zu

$$\vec{u}^{\alpha\beta} = f_d(\omega_{el}T_{sw})^{-1} \cdot \mathbf{R}_\varphi(\omega_{el}T_{sw}) \cdot \vec{u}^{\alpha\beta,ref}. \quad (5.2)$$

Nun kann die fortlaufende Drehung des Rotors und der dadurch entstehende Phasenfehler sowie die Amplitudenverzerrung der Spannungsausgabe kompensiert werden.

$$f_d(\omega_{el}T_{sw}) = \frac{2}{\omega_{el}T_{sw}} \cdot \sin\left(\frac{\omega_{el}T_{sw}}{2}\right) \quad (5.3)$$

Im Folgenden wird in der Arbeit stets die kompensierte Spannung $\vec{u}^{\alpha\beta}$ verwendet.

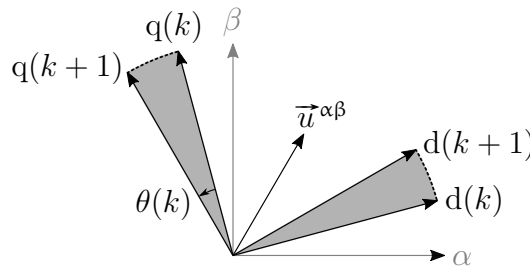


Figure 5.2: Spannungsverlauf im drehenden Koordinatensystem

5.3 Diskretisierung der Modellgleichungen

Zur Auslegung der Regelung wird die Gleichung (2.5) des Maschinenmodells in rotierenden Koordinaten betrachtet. Allgemein lässt sich das Modell bei ausreichender Abtastrate mit dem Verfahren nach Euler einfach diskretisieren. Für eine genaue Modellierung der Regelstrecke reicht dies bei hoher elektrischer Grundfrequenz jedoch nicht aus, insbesondere wenn eine geringe Schaltfrequenz gewählt wird. Die exakte Diskretisierung ergibt die perfekte zeitdiskrete Abbildung eines zeitkontinuierlichen Systems. Dazu werden die Gleichungen in Zustandsraumdarstellung gebracht und mittels exakter Diskretisierung gelöst. Die allgemeine Form wird im Zustandsraum wie folgt dargestellt:

$$\frac{d \vec{i}^{\text{dq}}}{dt} = \mathbf{A} \cdot \vec{i}^{\text{dq}} + \mathbf{B} \cdot (\vec{u}^{\text{dq}} - \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \omega_{\text{el}} \vec{\psi}^{\text{dq}}) \quad (5.4)$$

Dabei sind die Matrizen

$$\mathbf{A} = -\mathbf{L}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} R_s - \omega_{\text{el}} L_{\text{dq}} & \omega_{\text{el}} L_{\text{q}} \\ \omega_{\text{el}} L_{\text{d}} & R_s + \omega_{\text{el}} L_{\text{dq}} \end{pmatrix} \quad (5.5)$$

und

$$\mathbf{B} = \mathbf{L}^{-1} = \frac{1}{L_{\text{d}} L_{\text{q}} - L_{\text{dq}} L_{\text{qd}}} \begin{pmatrix} L_{\text{q}} & -L_{\text{qd}} \\ -L_{\text{dq}} & L_{\text{d}} \end{pmatrix} \quad (5.6)$$

mit der Induktivitätsmatrix

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} L_{\text{d}} & L_{\text{dq}} \\ L_{\text{qd}} & L_{\text{q}} \end{pmatrix}. \quad (5.7)$$

Die zeitdiskrete Form der Zustandsraumdarstellung ist eine Differenzengleichung des Stroms

$$\vec{i}_{k+1}^{\text{dq}} = \mathbf{A}_{\text{d}} \cdot \vec{i}_k^{\text{dq}} + \mathbf{B}_{\text{d}} \cdot (\vec{u}_k^{\text{dq}} - \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \omega_{\text{el},k} \vec{\psi}_k^{\text{dq}}) \quad (5.8)$$

und muss mit einer Abtastrate T_{sw} gelöst werden. Die Lösung der exakten Diskretisierung kann explizit berechnet werden und ergibt sich in allgemeiner Form zu

$$\mathbf{A}_{\text{d}} = e^{\mathbf{A} \cdot T_{\text{sw}}} \quad (5.9)$$

und

$$\mathbf{B}_{\text{d}} = \int_0^{T_{\text{sw}}} e^{\mathbf{A} \cdot \gamma} d\gamma \cdot \mathbf{B} = \mathbf{A}^{-1} \cdot (e^{\mathbf{A} \cdot T_{\text{sw}}} - \mathbf{I}) \cdot \mathbf{B}. \quad (5.10)$$

Aufgrund der sättigungsabhängigen Induktivitäten und der zeitvariablen elektrischen Kreisfrequenz muss der Arbeitspunkt des Modells fortwährend linearisiert und die Matrix $\mathbf{A}_{\text{d}}$ neu berechnet werden. Dies ist rechenaufwendig und somit kaum echtzeitfähig. Eine Näherung kann durch eine approximierte Diskretisierung mit Hilfe des Konzepts des Variational Integrator gebildet werden. Zur Herleitung, des aus der Mechanik bekannten Konzepts, wird auf [34] und [35] verwiesen. Das Konzept beruht auf dem Lagrange-Multiplikator und berücksichtigt die Variation des Koordinatensystems und der Zeita-

bleitung unabhängig voneinander. Somit wird die Rotation des dq-Koordinatensystems explizit einbezogen. Diese Art der Diskretisierung wird auch als Lagrange-Diskretisierung bezeichnet. Zur Annäherung an die exakte Diskretisierung wird dazu die Statorflussverkettung betrachtet und um eine Rotationsmatrix $\mathbf{R}_{\Delta\varphi}$ korrigiert.

$$\vec{\psi}_{k+1}^{\text{dq}} = \mathbf{R}_{\Delta\varphi}(\vec{\psi}_k^{\text{dq}} + \vec{\psi}_{\text{PM}}) + \mathbf{R}_{\Delta\varphi} \cdot T_{\text{sw}} \cdot (-R_s \vec{i}_k^{\text{dq}} + \vec{u}_k^{\text{dq}}) \quad (5.11)$$

Die Rotationsmatrix wird dabei aus den Matrizen der Parktransformation zum Zeitpunkt zwei aufeinanderfolgender Abtastschritte ermittelt.

$$\mathbf{R}_{\Delta\varphi} = \mathbf{R}_{\varphi,k+1}^T \cdot \mathbf{R}_{\varphi,k} \quad (5.12)$$

Die Rotationsmatrix rotiert das Koordinatensystem um einen Abtastschritt $\omega_{\text{el}}T_{\text{sw}}$ wie bereits in ähnlicher Form in Abschnitt 5.2 zur Spannungskorrektur gezeigt wurde. Nach Umformen der Differenzengleichung ergibt sich die diskrete Approximation des Stroms zu

$$\begin{aligned} \vec{i}_{k+1}^{\text{dq}} &= \mathbf{L}^{-1}(\mathbf{R}_{\Delta\varphi}\mathbf{L} - \mathbf{R}_{\Delta\varphi}R_sT_{\text{sw}}) \cdot \vec{i}_k^{\text{dq}} \\ &\quad + \mathbf{L}^{-1}\mathbf{R}_{\Delta\varphi}T_{\text{sw}} \cdot \vec{u}_k^{\text{dq}} + \mathbf{L}^{-1}(\mathbf{R}_{\Delta\varphi} - \mathbf{I}) \cdot \vec{\psi}_{\text{PM}}. \end{aligned} \quad (5.13)$$

Damit die Differenzengleichung aus Gleichung (5.8) bestimmt werden kann muss die Matrix $\mathbf{B}_d$ in zwei Matrizen $\mathbf{B}_{d,u}$ und $\mathbf{B}_{d,\psi}$ aufgeteilt werden. Danach kann die Differenzengleichung

$$\vec{i}_{k+1}^{\text{dq}} = \mathbf{A}_d \cdot \vec{i}_k^{\text{dq}} + \mathbf{B}_{d,u} \cdot \vec{u}_k^{\text{dq}} + \mathbf{B}_{d,\psi} \cdot \vec{\psi}_{\text{PM}} \quad (5.14)$$

mit

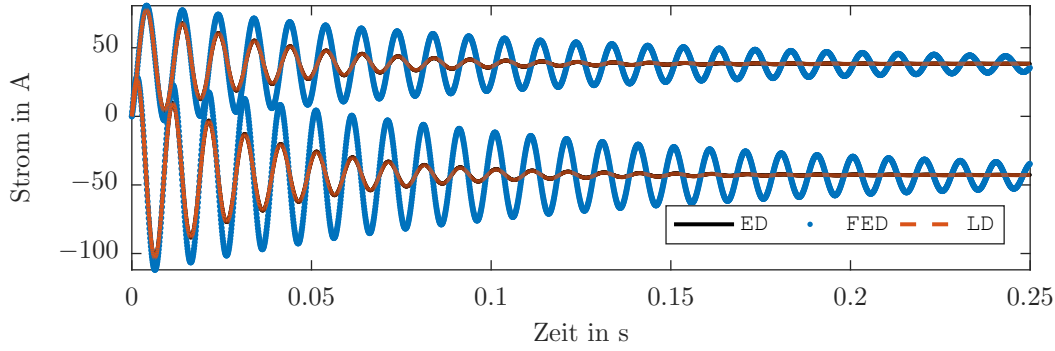
$$\mathbf{A}_d = \mathbf{L}^{-1}\mathbf{R}_{\Delta\varphi}(\mathbf{L} - \mathbf{I} \cdot R_sT_{\text{sw}}), \quad (5.15)$$

$$\mathbf{B}_{d,u} = \mathbf{L}^{-1}\mathbf{R}_{\Delta\varphi}T_{\text{sw}} \quad (5.16)$$

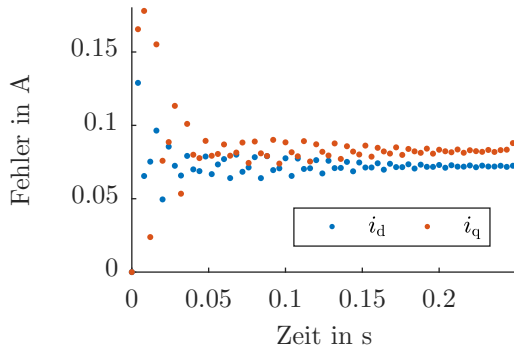
und

$$\mathbf{B}_{d,\psi} = \mathbf{L}^{-1}(\mathbf{R}_{\Delta\varphi} - \mathbf{I}) \quad (5.17)$$

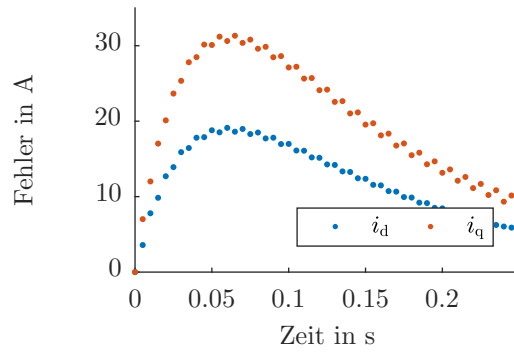
neu formuliert werden. Die resultierende Gleichung 5.14 ist einer Forward-Euler Diskretisierung ähnlich und in Echtzeit mit geringem Aufwand zu berechnen. Dazu muss nur die ohnehin vorhandene Matrix der Parktransformation für einen inkrementierten Abtastschritt berechnet und multipliziert werden. Zum Vergleich der Verfahren, Forward-Euler Diskretisierung (FED), Lagrange Diskretisierung (LD) und Exakte Diskretisierung (ED), ist in Abbildung 5.3 der transiente Einschwingvorgang nach einem Spannungssprung für das Maschinenmodell der IPMSM M1 mit konstanten Matrizen $\mathbf{A}_d$ und $\mathbf{B}_{d,u}$, $\mathbf{B}_{d,\psi}$ gezeigt. Dazu wurde bei einer Drehzahl von 1500 U/min ein Spannungssprung von $u_d = 10 \text{ V}$ und $u_q = 60 \text{ V}$ auf das Modell gegeben. Die Einhüllende des Stromfehlers weist dabei im Fall



(a) Dynamischer Einschwingvorgang



(b) Einhüllende des Modellfehlers mit Lagrange-Diskretisierung



(c) Einhüllende des Modellfehlers mit Forward-Euler-Diskretisierung

Figure 5.3: Stromverlauf und Fehlerverlauf gegenüber der exakten Diskretisierung bei einem Spannungssprung auf das Zustandsraummodell von M1

der Lagrange-Diskretisierung eine maximale Abweichung von ≤ 1 A auf. Insbesondere die Berücksichtigung der Rotordrehung des LD-Modells führt zu einem stabilen Verlauf welcher der exakten Diskretisierung direkt folgt.

Hingegen kommt es bei der FE-Diskretisierung ab einem Verhältnis der Grundwellenfrequenz zur Abtastfrequenz von $f_{sw}/f_{el} \leq 20$ zu einer verlangsamten Konvergenz, bis hin zur Instabilität. Im Beispiel steigt die Differenz zwischen Forward-Euler- und Lagrange-Diskretisierung auf bis zu 32 A an. Mit der approximierten Abbildung des kontinuierlichen Systems durch LD lassen sich hingegen Verhältnisse von $f_{sw}/f_{el} < 15$ erreichen. Zur Veranschaulichung sind in Abbildung 5.4 die Matriceinträge der Übertragungsmatrix $\mathbf{A}_d$ dargestellt. Lediglich die Einträge der Kreuzkopplungen weisen geringe Abweichungen gegenüber der exakten Diskretisierung auf. Der Einfluss der Rotation des Systems auf die Matrizen $\mathbf{B}_{d,u}$ und $\mathbf{B}_{d,\psi}$ wird hier aufgrund des zu $\mathbf{A}_d$ äquivalenten Verhaltens nicht näher erläutert. Basierend auf den hier vorgestellten Modellen erfolgt im Anschluss der Entwurf und die Implementierung der Schätzer und Regelung.

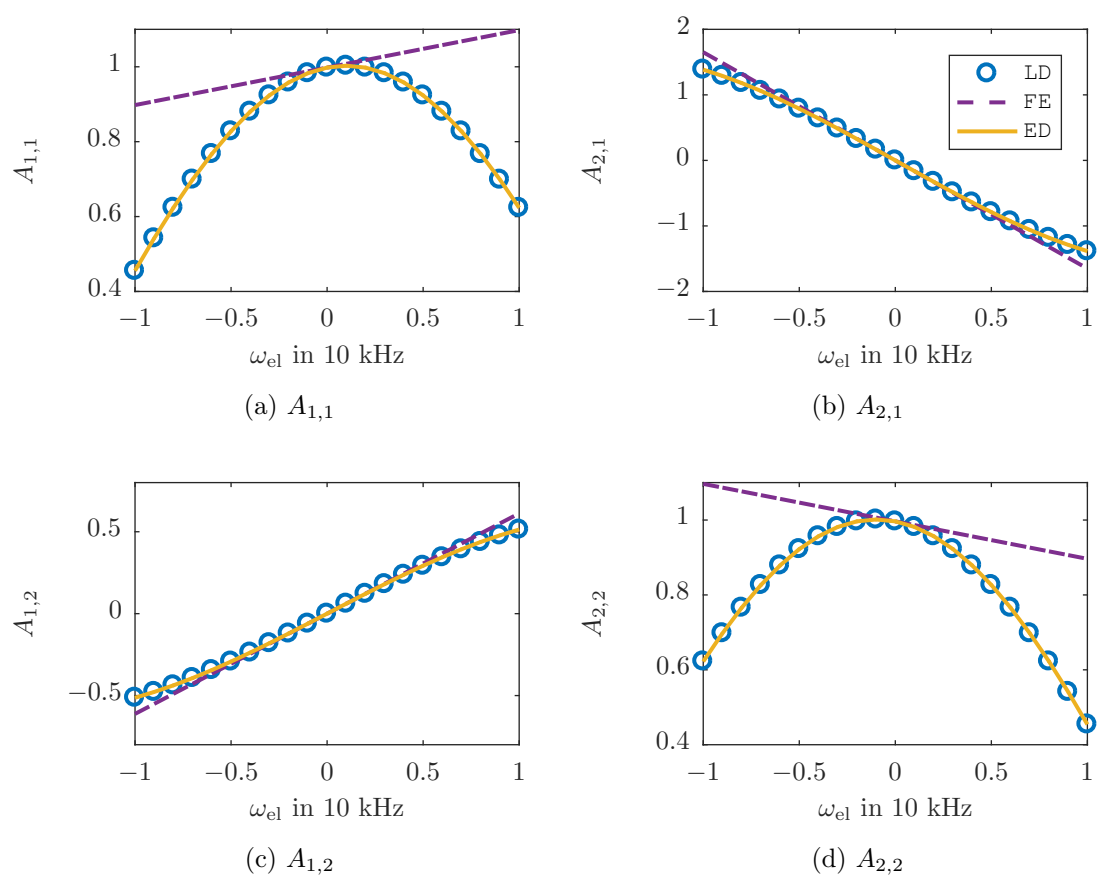


Figure 5.4: Verlauf der Matrixeinträge von $\mathbf{A}_d$ über der elektrischen Kreisfrequenz ω_{el} bei unterschiedlicher Diskretisierung der Zustandsgleichung von M1

5.4 Beobachter

In diesem Abschnitt werden die Beobachter der Regelung vorgestellt. Beginnend mit der Aktualisierung des Stromsignals wird ausgehend von einem einfachen Strombeobachter mit Forward-Euler Diskretisierung die Lagrange-Diskretisierung eingeführt. Abschließend wird ein Positions- und Geschwindigkeitsbeobachter gemäß [36] zur Signalkonditionierung erläutert.

5.4.1 Strombeobachter

Der Strombeobachter wird im Zustandsraum modelliert. Herkömmlicherweise wird der Beobachter unter Berücksichtigung der Kreuzkopplung und Vorsteuerung der Gegenspannung im dq-Koordinatensystem unter der Annahme vollständiger Entkopplung aufgebaut. Zusätzlich sorgt ein PI-Regler für den Ausgleich von Parameterfehlern der Vorsteuerung. Die Regelstrecke, im untersuchten Fall die Maschineninduktivität und der Statorwiderstand, wird zusammen mit einem Abtast- und Halteglied diskretisiert. Dabei entsteht der in Abbildung 5.5 abgebildete Zustandsbeobachter [37]. Die Rotation des Systems

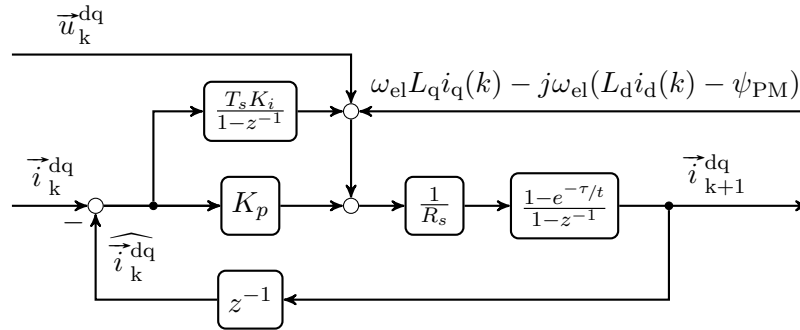


Figure 5.5: Strombeobachter mit FE-Diskretisierung

und der damit einhergehende Spannungs- und Phasenfehler bleibt bei diesem Schätzer unberücksichtigt. Bei großem Abtast- zu Grundfrequenzverhältnis funktioniert dies ausreichend genau. Es kann lediglich bei starker Parameterabweichung im dynamischen Betrieb zu größeren Abweichungen kommen. Zur Erhöhung der Schätzgenauigkeit und Steigerung der Stabilität soll in dieser Arbeit auf Basis der Lagrange-Diskretisierung aus Gleichung (5.15)-(5.17) ein neuer Strombeobachter aufgebaut werden. Auch dieser enthält einen Proportionalregler und einen Integrator zur Kompensation von Parameterfehlern. Dabei soll der Regler lediglich stationäre Fehler des Modells ausgleichen. Das dynamische Verhalten wird über die Rotationsmatrizen und die Vorsteuerung gewährleistet. Die Herleitung der Reglerstruktur erfolgt durch die gewünschte Übertragungsfunktion eines

Tiefpasses erster Ordnung

$$H^*(z) = \frac{\vec{i}_{k+1}^{\text{dq}}}{\vec{i}_k^{\text{dq}}} = \frac{\alpha_f \cdot z^{-1}}{1 - (1 - \alpha_f) \cdot z^{-1}} \quad (5.18)$$

mit dem Filterkoeffizienten

$$\alpha_f = 1 - e^{-\omega_f \cdot T_{\text{sw}}}, \omega_f = 2\pi \cdot f_f. \quad (5.19)$$

Dabei gibt f_f die Bandbreite der Fehlerkorrektur vor und sollte weit oberhalb der Bandbreite des Stromreglers liegen um eine gegenseitige Kopplung zu vermeiden. Die Regelparameter können durch Aufstellen der Übertragungsfunktion des Regelkreises und anschließendem Koeffizientenvergleich bestimmt werden.

$$H(z) = \frac{\vec{i}_{k+1}^{\text{dq}}}{\vec{i}_k^{\text{dq}}} = \frac{K_R \cdot \mathbf{B}_d \cdot \frac{z^{-1}}{1 - \mathbf{A}_d \cdot z^{-1}}}{1 - K_R \cdot \mathbf{B}_d \cdot \frac{z^{-1}}{1 - \mathbf{A}_d \cdot z^{-1}}} \quad (5.20)$$

Daraus folgt die Übertragungsfunktion für den Regler:

$$K_R(z) = \frac{\vec{u}_k^{\text{dq}}}{\vec{i}_k^{\text{dq}}} = \alpha_f \cdot \mathbf{B}_d^{-1} \cdot \frac{\mathbf{A}_d \cdot z^{-1} - 1}{z^{-1} - 1}. \quad (5.21)$$

Die Verstärkung der Reglerstruktur ergibt sich dann zu:

$$K_{i,1} = -\alpha_f \cdot \mathbf{B}_d^{-1} \cdot \mathbf{A}_d \text{ und} \quad (5.22a)$$

$$K_{i,2} = \alpha_f \cdot \mathbf{B}_d^{-1}. \quad (5.22b)$$

Das dynamische Verhalten des Beobachters wird durch die Vorsteuerung von $\vec{u}_k^{\text{dq}}$ und das Modell der Strecke gewährleistet, wie in Abbildung 5.6 gezeigt ist. Dadurch werden Verzögerungen oder Phasenfehler im transienten Betrieb vermieden. Aufgrund des integralen Anteils können Parameterabweichungen im Modell vollständig ausgeglichen werden. Hochfrequente Störsignale werden hingegen mit der ausgelegten Tiefpassübertragungsfunktion gefiltert. Das Störverhalten des Beobachters kann anhand der dynamischen Steifigkeit abgelesen werden. Dabei ist die dynamische Steifigkeit die inverse Störübertragungsfunktion und gibt die benötigte Störanregung für eine resultierende Systemantwort an. Der Frequenzverlauf des Beobachters für die Maschine M1 ist in Abbildung 5.7 dargestellt. Im niedrigen Frequenzbereich ist der integrale Anteil des Reglers, sowie die Impedanz der Regelstrecke zu erkennen. Im hohen Frequenzbereich wird die steigende Impedanz der Regelstrecke deutlich. Steigt die Filterbandbreite des Schätzers, so sinkt die Bandbreite der Störunterdrückung.

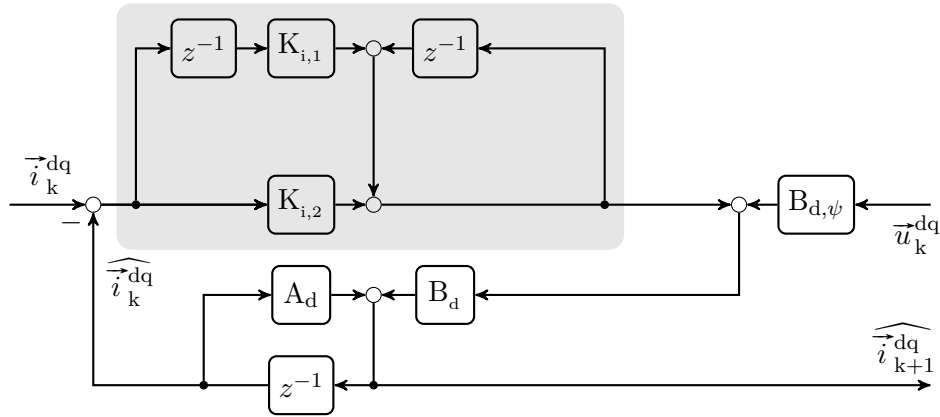
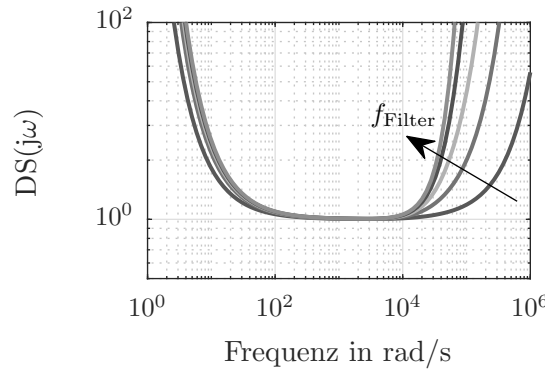


Figure 5.6: Stromschätzer mit Lagrange-Diskretisierung

Figure 5.7: Inverse der Störübertragungsfunktion des Stromschätzers mit Lagrange-Diskretisierung bei einer Rotorfrequenz von $\omega_{el} = 0 \text{ rad s}^{-1}$

5.4.2 Positions- und Geschwindigkeitsbeobachter

Die gemessene Rotorposition des Positionsgebers ist von einem Messrauschen überlagert. Weiterhin lässt sich aufgrund der Diskretisierung die Drehgeschwindigkeit des Rotors nur ungenau ermitteln. Es gibt drei grundsätzlich unterschiedliche Verfahren zur Geschwindigkeitsschätzung. Eine bildet die zeitliche Ableitung des Positionssignals und führt somit zu starkem Diskretisierungsrauschen. Ohne eine zusätzliche Filterung und damit der verminderten Dynamik des Signals ist diese Methode kaum einsetzbar. Eine zweite Methode bildet bei einer festen Schrittweite des Positionssignals die Zeitdifferenz und berechnet eine mittlere Geschwindigkeit. Als dritte Möglichkeit können Positions- und Geschwindigkeitsbeobachter eingesetzt werden. Diese können die Charakteristik eines Tiefpassfilters aufweisen und zugleich eine hohe Dynamik des Schätzsignals erreichen. In dieser Arbeit wird ein Luenberger Beobachter aus [36] mit den Parametern der Rotorträgheit J und der Vorsteuerung des Drehmoments T_{el} eingesetzt. Die Auslegung des Beobachters folgt einer Charakteristik 3. Ordnung. Eine Phasenverschiebung des gefilterten Positionssignals wird

vollständig vermieden. Die Winkelgeschwindigkeit des Rotors wird als innerer Zustand geschätzt. Dabei unterscheiden sich die Integratoren des Beobachters für die Integration des Drehmoments und der Winkelgeschwindigkeit. Das elektrische Drehmoment kann zu jedem Abtastzeitpunkt geändert werden und entspricht einem Abtast-Halteglied 1. Ordnung. Die Winkelgeschwindigkeit kann sich kontinuierlich verändern und wird anhand der Trapezregel integriert. Die Stabilisierung des Systems erfolgt durch die Vorsteuerung des Fehlersignals zur Winkelgeschwindigkeit. Die Struktur des Beobachters ist in Abbildung 5.8 gezeigt. Daraus ergibt sich die Übertragungsfunktion des Beobachters zu:

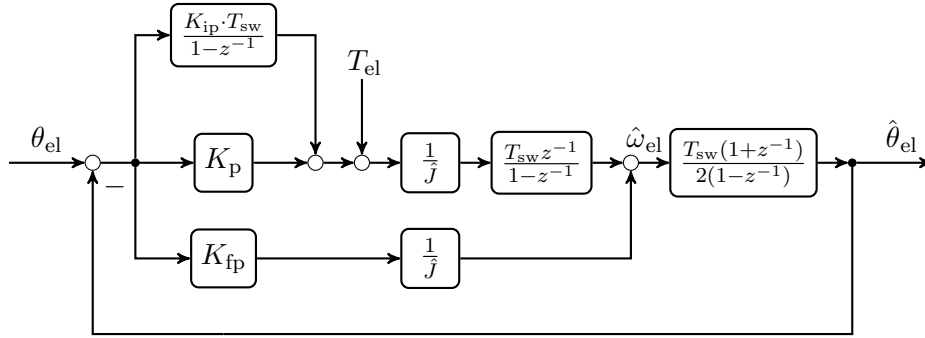


Figure 5.8: Luenberger Positionsbeobachter mit Vorsteuerung

$$\frac{\hat{\theta}_{el}}{\theta_{el}} = \frac{T_{sw} \cdot (z^3 \cdot K_{fp} + z^2 \cdot C_1 + z \cdot C_2 + C_3)}{z^3 \cdot (K_{fp} T_{sw} + 2J) + z^2 \cdot (C_1 T_{sw} - 6J) + z \cdot (C_2 T_{sw} - 6J) + (C_3 T_{sw} - 2J)}. \quad (5.23)$$

Mit den Konstanten:

$$\begin{aligned} C_1 &= K_{ip} T_{sw}^2 + K_{pp} T_{sw} - K_{fp} \\ C_2 &= K_{ip} T_{sw}^2 - K_{fp} \\ C_3 &= K_{fp} - K_{pp} T_{sw} \end{aligned} \quad (5.24)$$

Durch Polvorgabe von

$$p_1 = -e^{-2\pi f_1 \cdot T_{sw}}, p_2 = -e^{-2\pi f_2 \cdot T_{sw}} \text{ und } p_3 = -e^{-2\pi f_3 \cdot T_{sw}} \quad (5.25)$$

können die Parameter des Reglers gewählt werden.

$$K_{fp} = -2J \cdot \frac{(p_2 - 1)(p_3 - 1)p_1 + (1 - p_3)p_2 + p_3 + 7}{T_{sw} \cdot (p_1 - 1)(p_2 - 1)(p_3 - 1)} \quad (5.26)$$

$$K_{pp} = 4J \cdot \frac{p_1 \cdot (3p_2 p_3 + p_2 + p_3 - 1) + ((p_3 - 1)p_2 - p_3 - 3)}{T_{sw}^2 \cdot (p_1 - 1)(p_2 - 1)(p_3 - 1)} \quad (5.27)$$

$$K_{ip} = -8J \cdot \frac{(p_1 + 1)(p_2 + 1)(p_3 + 1)}{T_{sw}^3 \cdot (p_1 - 1)(p_2 - 1)(p_3 - 1)} \quad (5.28)$$

Dabei wird die Frequenz f_1 mit Hilfe des maximalen Drehmoments und der Massenträgheit

der Maschine bzw. des angekoppelten Systems bestimmt. Die Zeitkonstante lässt sich dabei durch

$$\tau_m = \frac{J_m}{T_{el}} \quad (5.29)$$

abschätzen. Daraus folgt die maximale Bandbreite der Drehzahländerung im System mit

$$f_1 = \frac{1}{\tau_m} = \frac{T_{el}}{J_m}. \quad (5.30)$$

Als Grenzwert wird empfohlen die Frequenz f_1 mindestens eine Dekade niedriger als die Abtastfrequenz zu wählen um ein Überspringen des Systems zu vermeiden. Die Frequenzen f_2 und f_3 sollten unterhalb von f_1 positioniert werden. In dieser Arbeit wurde zur Geschwindigkeitsschätzung eine Bandbreite von 100 Hz gewählt.

5.5 Stromtrajektorien bei verlustminimalem Betrieb

Die feldorientierte Regelung der Maschinen benötigt Referenzwerte beider Stromkomponenten, die aufgrund des Sättigungsverhaltens von hochausgenutzten Synchronmaschinen in dieser Arbeit anhand von Maschinenvermessungen numerisch bestimmt [25] und nicht analytisch berechnet werden. Die Referenzwerte dürfen dabei den sicheren Betriebsbereich der Maschine und des FU nicht verlassen um eine Schädigung zu vermeiden. Daher werden Referenztrajektorien generiert und in Tabellen abgelegt. Die Tabellen werden dann zur Laufzeit ausgelesen und geben ausschließlich zulässige Betriebspunkte aus.

Der Betriebsbereich der Synchronmaschine wird in [7] ausführlich beschrieben und daher an dieser Stelle nur kurz dargestellt. Dazu wird das Kennfeld einer IPMSM in Rotorkoordinaten aus Abbildung 5.9 betrachtet. Es sind drei Grenzen zu beachten. Der Maximalstrom (rot) darf nicht überschritten werden. Weiterhin wird der Bereich von der Linie für maximales Drehmoment je Ampere (MTPA) (orange) eingegrenzt. Die Referenztrajektorie MTPA wird nur im Grunddrehzahlbereich genutzt und führt zu minimalen Stromwärmeverlusten. Die dritte Grenze bildet die Linie für maximales Drehmoment je Fluss (MTPF) (blau). Bei steigender Grundfrequenz und reduzierter Flussellipse, welche den Betriebsbereich durch die maximal erzeugbare Spannung weiter eingrenzt, wird die Linie konstanten Drehmoments (gestrichelt schwarz) in Feldschwächung verfolgt.

Das gezeigte Kennfeld entspricht bei fehlendem Permanentmagneten dem Kennfeld der RSM. Dabei verschiebt sich der Kurzschlusspunkt ψ_f/L_d in den Ursprung des gezeigten Koordinatensystems. Die Tabellen werden in Abhängigkeit der maximalen Flussverkettung und des Referenzdrehmoments mit den Referenzwerten des Betriebsbereichs innerhalb der drei erläuterten Grenzen gefüllt. Die Abbildungen 5.10 verdeutlichen dies für die Beispiele

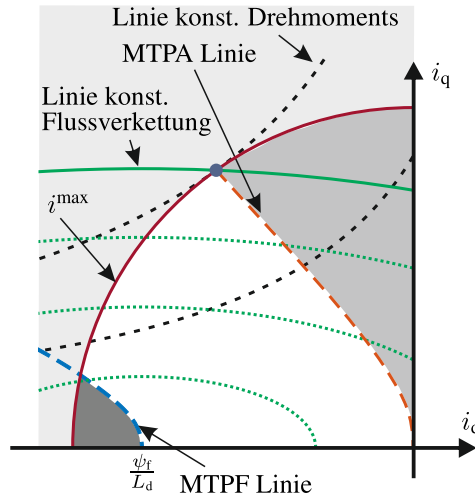


Figure 5.9: Betriebsbereich der IPMSM, für die RSM gilt $\psi_f = 0 \text{ V s}$

der IPMSM M1 und der RSM M7. Ab den drei Grenzkurven werden alle grenzüberschreitenden Werte mit dem letzten gültigen Betriebspunkt der Tabellenzeile aufgefüllt. Für den Bereich oberhalb der MTPA-Kurve (orange) werden zum Beispiel alle Einträge der Tabelle mit den Werten der MTPA-Kurve überschrieben. Rechtsseitig der blauen Linie wurden die Werte außerhalb der Stromgrenze und unterhalb der MTPF-Kurve mit den letzten gültigen Werten der Grenzkurven überschrieben. Für die Tabellen der RSM ist der verkleinerte Feldschwächbereich deutlich erkennbar, so dass MTPA- und MTPF-Kurve bzw. die Kurve der Stromgrenze im Punkt des maximalen Drehmoments und im Ursprung aufeinandertreffen.

Bei der bisherigen Annahme berücksichtigt die MTPA-Kurve nur die Maximierung des Drehmoments in Bezug auf die entstehenden Kupferverluste. Die frequenzabhängigen Eisenverluste und Wirbelstromverluste im Magneten können durch die Erweiterung der Tabellen um eine frequenzabhängige Komponente einbezogen werden. Dazu werden jeweils 2-D-Tabellen mit steigender elektrischer Frequenz erzeugt und abgelegt. Für die neuen Tabellen wird statt der MTPA-Kurve die Kurve minimaler Verluste betrachtet. Diese neigt sich bei ansteigender Drehzahl in Richtung der Feldschwächung. Die Einträge der jeweiligen Tabelle werden dann wie zuvor beschrieben mit der neuen Grenzkurve (maximales Drehmoment je Verluste (MTPV)) aufgefüllt. Zwischen den Tabellen wird nachfolgend linear interpoliert. Es ist anzumerken, dass unabhängig von der ausgewählten Tabelle der eingegrenzte Betriebsbereich nicht überschritten wird. Die gezeigten Beispiele wurden für die Referenzströme der FOC erstellt.

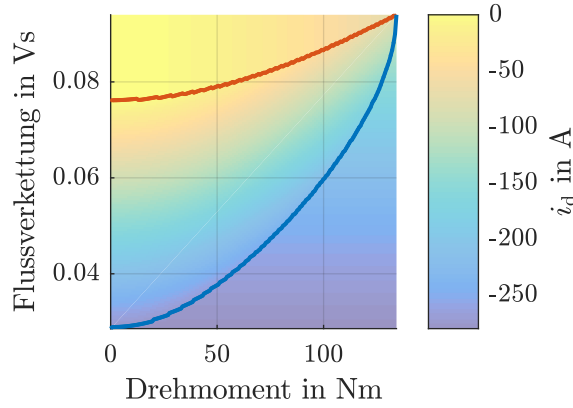
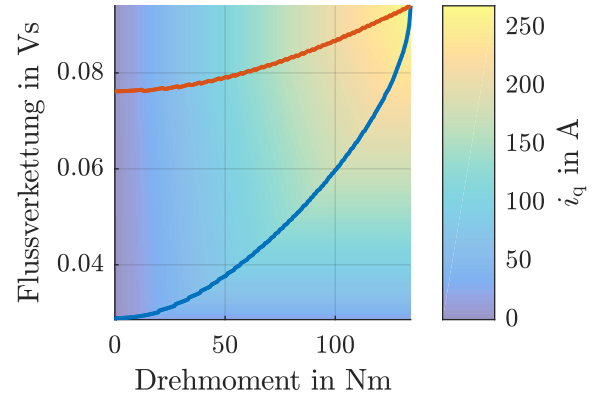
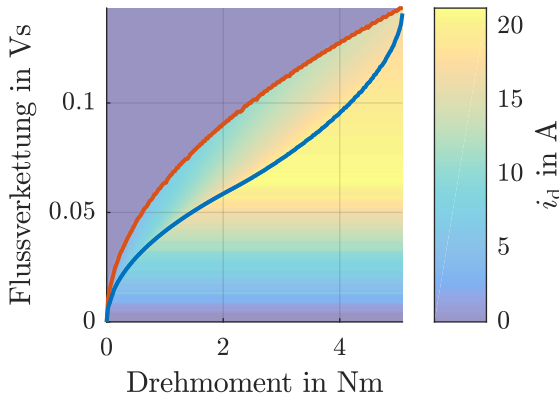
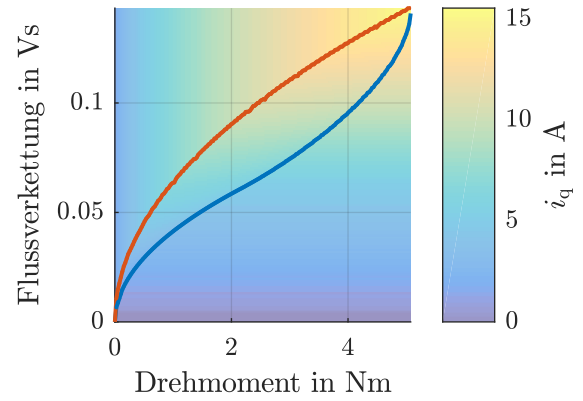

(a) Referenzwerte von i_d für IPMSM M1

(b) Referenzwerte von i_q für IPMSM M1

(c) Referenzwerte von i_d für RSM M7

(d) Referenzwerte von i_q für RSM M7

Figure 5.10: Referenztrajektorien der FOC für die Maschinen M1 und M7 bei einer Referenzdrehzahl von $n = 0$ U/min - MTPA-Kurve in orange, Stromgrenz- und MTPF-Kurve in blau

5.6 Aktive Filterung von Oberschwingungen

In diesem Abschnitt wird die Filterung von Oberschwingungen der Ströme beschrieben. Zuerst werden allgemein Filter zur Kompensation vorgestellt und deren Grenzen beschrieben. Nachfolgend wird auf die strombasierte Filterung eingegangen, welche die Speisung der Maschine mit der Grundschwingung des Stroms ohne höhere harmonische Stromkomponenten zulässt. Die Auswirkung auf Drehmoment und Verluste des Systems werden eingehend beleuchtet. Abschließend werden die Ergebnisse anhand von Kennfeldern diskutiert.

Die in der Maschine auftretenden harmonischen Komponenten in Strom und Flussver-

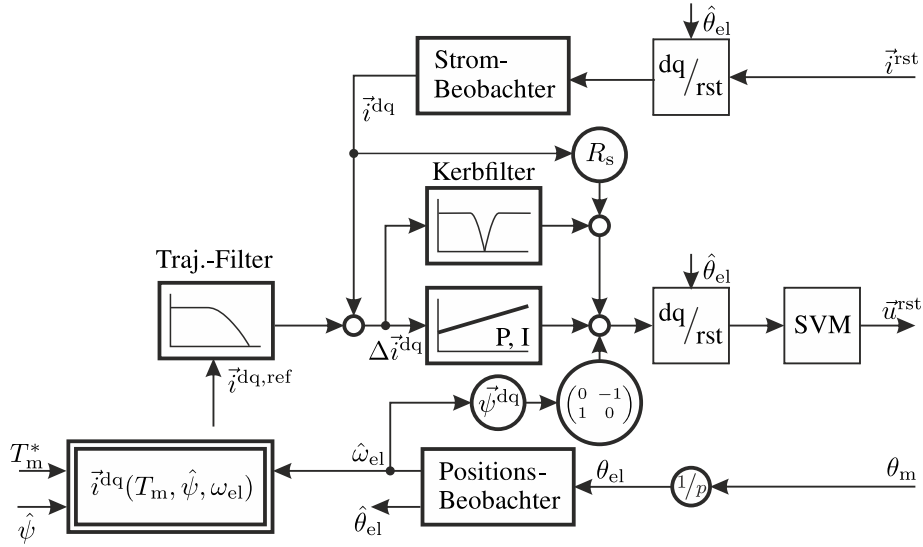


Figure 5.11: Feldorientierte Regelung mit Beobachtern, Trajektorienfilter und Kerbfilter

kettung sind von der Ordnung $6 \cdot n$ bezogen auf die Grundschiwingung ω_{el} . Den Reglern der Grundschiwingung ist es bei erhöhter Drehzahl nicht möglich diese als Störgröße auftretenden Harmonischen auszuregeln. Daher werden parallel zur Regelung Filter verwendet um das Störsignal zu kompensieren. In [38] wurden adaptive Kerbfilter vorgestellt die zur Kompensation sättigungsbedingter Harmonischer der FOC dienen. Aufgrund des über-schwingenden Einregelverhaltens konnten die Filter dort nicht im dynamischen Betrieb genutzt werden. Daher wurden im stationären Zustand Spannungen und Phasenlagen zur Kompensation ermittelt. Abweichungen der ermittelten Werte zur Kompensation gegen-über dem realen System wirken sich dabei nachteilig aus [39]. Auch die Änderung der Flussverkettung aufgrund thermischer Arbeitspunktverschiebung in der Maschine füh-ren zu einer nicht-optimalen Kompensation. Daher wird in dieser Arbeit der Ansatz mit adaptivem Kerbfilter um Trajektorienfilter der Referenzwerte, wie in Abbildung 5.11 dar-gestellt, erweitert und für die Maschine M1 angepasst, so dass die filterbasierte Kompen-sation der Störströme im dynamischen Betrieb möglich ist. Zur Herleitung des Kerbfilters wird auf [38] verwiesen.

Die Ordnungen der Störgrößen sind bekannt und können im Filterentwurf berücksich-tigt werden. Beispielhaft wird hier ausgehend von der FOC aus Abschnitt 2.2 das Filter den Reglern parallel geschaltet und auf den Spannungsausgang addiert. Die Verstärkung der Stromregler beeinflusst maßgeblich die Dynamik und Stabilität des Filters [38], [39]. Die Verstärkung wird in einen konstanten Faktor a_0 und einen drehzahlabhängigen Fak-tor aufgeteilt. Der drehzahlabhängige Faktor wird im Betrieb derart adaptiert, dass die Stabilität der gesamten Regelschleife zu niedrigen Drehzahlen erweitert werden kann. Die Übertragungsfunktion des Kerbfilters hat die Form eines digitalen Oszillators mit doppel-ter Nullstelle:

$$G_f(z) = \frac{1}{a_0} \cdot \frac{-\sin(6\omega_{el}T_{sw})z^2}{z^2 - 2\cos(6\omega_{el}T_{sw})z + 1}. \quad (5.31)$$

Auf die Untersuchung der Wurzelortskurve wird an dieser Stelle verzichtet. Die resultierende konstante Verstärkung beträgt für die Maschine M1 $a_0 = 7$. Durch die Wahl kann die Maschine in einem Drehzahlbereich von 900 U/min bis zu 12 300 U/min stabil betrieben werden. Unterhalb der Minimaldrehzahl wird das Kerbfilter abgeschaltet. Dabei ist zu bedenken, dass die Schaltfrequenz den Bereich der Filterung weiter einschränkt. In dieser Arbeit wird für LFU 1 eine Schaltfrequenz von $f_{sw} = 10$ kHz genutzt. Allein zur Erfüllung des Nyquistkriteriums mit zwei Abtastzeitpunkten je Periode wird zur Kompensation der sechsten Harmonischen bei der Maximaldrehzahl eine Abtast- und Schaltfrequenz von $f_{sw} \geq 9.6$ kHz benötigt. Jedoch sinkt die Amplitude der Oberschwingung im Feldschwächbetrieb ab, so dass die nachlassende Dämpfungswirkung durch die Charakteristik der Maschine gemildert wird.

Nachfolgend filtert ein Tiefpass den Referenzwert der Trajektorientabellen, so dass das Kerbfilter und die Regelung auch bei Lastsprüngen stabil betrieben werden können.

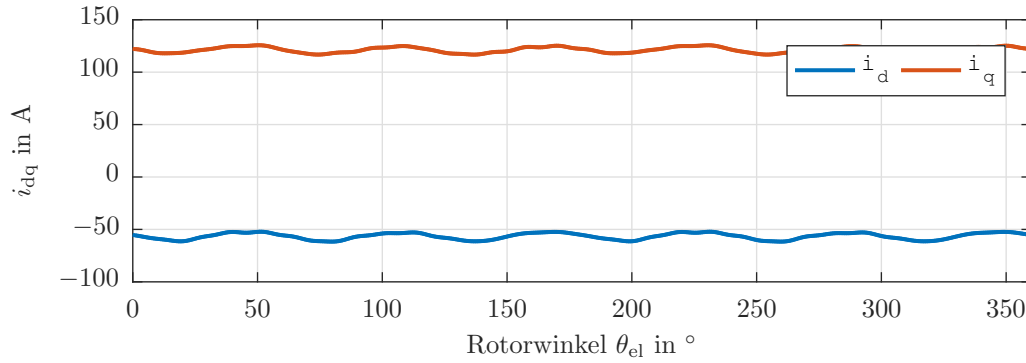
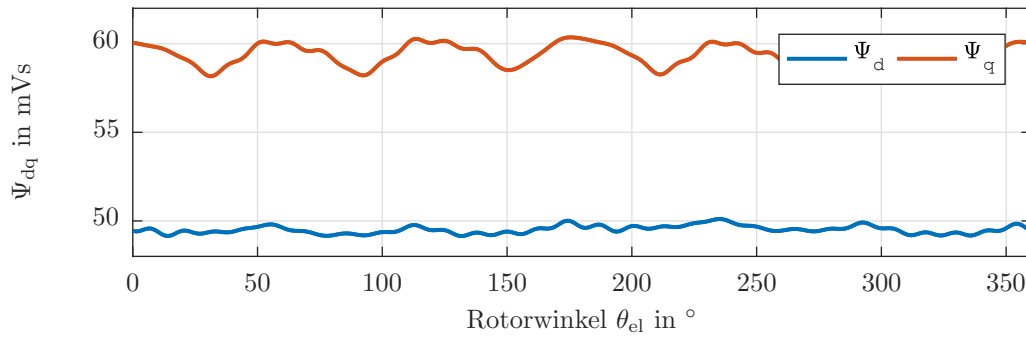
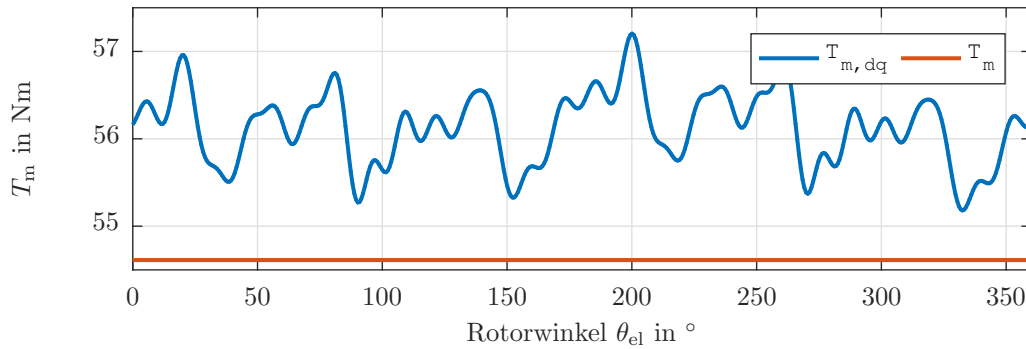
$$G_{f,tr}(z) = \frac{\alpha_f \cdot z^{-1}}{1 - (1 - \alpha_f) \cdot z^{-1}} \quad (5.32)$$

Die Filterzeitkonstante wird von dem Statorwiderstand R_s und den Induktivitäten L_{dq} bestimmt.

$$\alpha_f = 1 - e^{-\omega_f \cdot T_{sw}}, \omega_f = 2\pi \cdot \frac{R_s}{L_{dq}} \quad (5.33)$$

5.7 Ergebnisse

Die mit der Regelung erzielten Ergebnisse werden an dieser Stelle vorgestellt. Dazu wird zuerst die Kompensation der Oberschwingung und anschließend die Auswirkung auf die Verluste der Maschine gezeigt. Die Maschine wird mit den beschriebenen Beobachtern und der Regelung mit und ohne zugeschaltetem Kerbfilter wie in Abschnitt 3.4 erläutert, bei einem Referenzpunkt von 56 Nm betrieben. Das Ergebnis der Auswertung ist in Abbildung 5.12 als Verlauf der Ströme, der Flussverkettung und des mittleren Drehmoments T_m gegenüber dem berechneten Drehmoment $T_{m,dq}$ für den Fall ohne Kerbfilter gezeigt. Die sechste Oberschwingung ist in den Strömen deutlich zu erkennen. Wird nun das Kerbfilter zugeschaltet, so verschwindet die sechste Oberschwingung aus dem Signalverlauf des

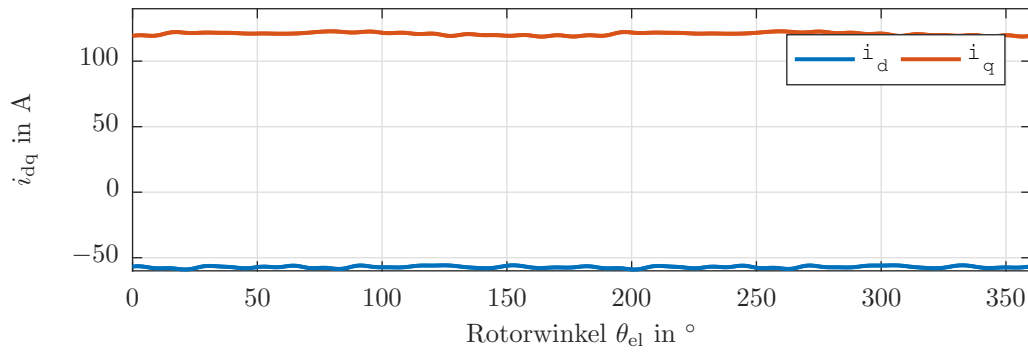
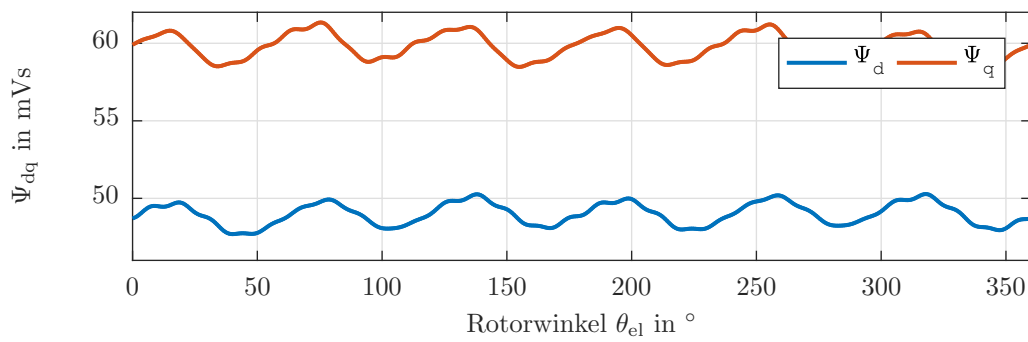
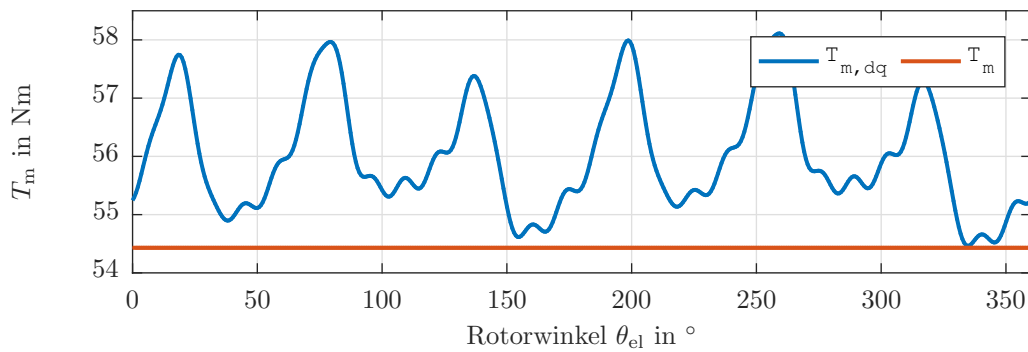

(a) Stromverlauf $\vec{i}^{dq}$

(b) Verlauf der Flussverkettung $\vec{\psi}^{dq}$


(c) Verlauf des gemessenen und berechneten Drehmoments

Figure 5.12: Signalverlauf bei FOC ohne Kerbfilter von IPMSM M1 bei 2000 U/min

Stroms in Abbildung 5.13a, hingegen verstärkt diese Unterdrückung die Ausprägung der Harmonischen in der Flussverkettung aus Abbildung 5.13b. Des Weiteren nimmt die geschätzte Drehmomentwelligkeit zu. Dabei ist zu beachten, dass der Schätzwert $T_{m,dq}$ den Anteil des Rastmoments nicht beinhaltet.

Zur Evaluierung der resultierenden Verluste wurden bei steigender Drehzahl Kennfelder aufgezeichnet. Zur Vergleichbarkeit mit dem Kennfeld mit aktiver Filterung der Har-

(a) Stromverlauf $\vec{i}^{dq}$ (b) Verlauf der Flussverkettung $\vec{\psi}^{dq}$ 

(c) Verlauf des gemessenen und berechneten Drehmoments

Figure 5.13: Signalverlauf bei FOC mit aktivem Kerbfilter von IPMSM M1 bei 2000 U/min

monischen aus Abbildung 3.13 wird hier ebenfalls das Kennfeld bei einer Drehzahl von 2000 U/min gezeigt. Das Kennfeld ohne Kompensation der Oberschwingung in Abbildung 5.14a weist dabei in weiten Betriebsbereichen höhere Verluste auf, als das Kennfeld mit kompensierten Oberschwingungen. Die relative Abweichung der beiden Kennfelder bezogen auf das Kennfeld mit Oberschwingungen ist in Abbildung 5.14b dargestellt. Dabei zeigt sich, dass bei aktiver Kompensation der Oberschwingung die Verluste verringert

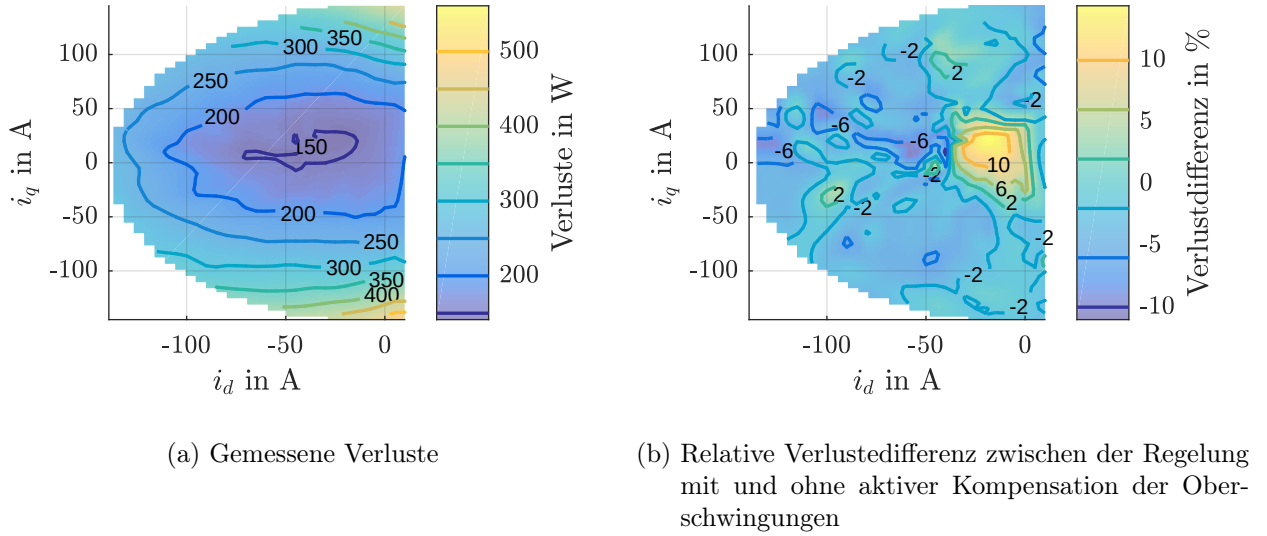


Figure 5.14: Kennfeld der Eisen- und Magnetverluste ohne Kerbfilter sowie der Verlustdifferenz zur Messung mit Kerbfilter von IPMSM M1 bei 2000 U/min

wurden. Die Eisen- und Magnetverluste sinken im Mittel proportional zum Blindstrom i_d von ca. -2.5% auf -5% . Des Weiteren bleiben die Kupferverluste bei aktiver Filterung der Harmonischen nahezu unverändert. Für den Bereich der Feldschwächung wird somit eine Reduktion der gesamten Verluste erreicht.

5.8 Zusammenfassung der Diskretisierung und Regelung

In diesem Kapitel wurden die Modellgleichungen der Synchronmaschine diskretisiert und die durch Abtastung der Signale verursachten Fehler kompensiert. Dazu wurde die Lagrange-Diskretisierung zur Approximation der exakten Diskretisierung des Systems mit hoher Grundfrequenz gewählt. Damit ist es möglich mit geringem Berechnungsaufwand ein genaues diskretes Abbild der kontinuierlichen Maschinengleichungen unter Berücksichtigung der Rotordrehung zu bestimmen. Im Anschluss wurde ein Strombeobachter mittels Lagrange-Diskretisierung vorgestellt und dessen charakteristische Parameter angegeben. Ein Positions- und Geschwindigkeitsbeobachter wurde zur Filterung des Positionssignals und zur Ermittlung der Drehzahl genutzt.

Nachfolgend wurde die Parametrierung und Implementierung der Stromtrajektorien für den verlustminimalen Betrieb von IPMSM und RSM beschrieben. Dadurch kann der Antrieb drehzahlvariabel stets im optimalen Betriebspunkt mit minimalen Verlusten betrieben werden. Zur weiteren Reduktion der Verlustleistung des Antriebssystems wurde

eine aktive Filterung der Oberschwingungen vorgestellt. Dazu wurde die FOC um Trajektorienfilter und zwei Kerbfilter mit der Sperrfrequenz der sechsten Oberschwingung erweitert. Die Trajektorienfilter ermöglichen die Nutzung des Kerbfilters im dynamischen Betrieb, so dass Oszillationen vermieden werden. Das Kerbfilter unterdrückt hingegen die Oberschwingungen der Ströme. Abschließend wurde die vorgestellte Regelung validiert und zeigte in einem Beispiel die Minderung der Verluste um bis zu -5% . Bei steigender Drehzahl wächst das Potential zur Minimierung der Verluste weiter an, jedoch ist dies nicht signifikant. Da die in Abschnitt 3.3 hergeleitete Formel die Abhängigkeit von der Flussverkettung und deren Ableitung zeigt, hat eine flussbasierte Regelung größeres Potential weitere Verluste zu vermeiden. Dies wirkt sich zudem positiv auf die Regelung im Feldschwäcbereich aus, da die Oberschwingung der resultierenden Klemmenspannung ebenfalls reduziert wird.

6 Elektromagnetischer Entwurf von Reluktanz-Synchronmaschinen

In diesem Kapitel wird eine Methodik zur Auslegung und Optimierung von RSM vorgestellt. Vorteil des Maschinentyps ist die hohe Drehmomentausbeute im Vergleich zu Asynchronmaschinen [40]. RSM können das Drehmoment bei konstanter Verlustleistung steigern oder bei identischer mechanischer Leistung eine kleinere Bauform annehmen. Die RSM gehört zu den extern erregten Maschinen. Bei extern erregten Maschinen ist die Feldverteilung des passiven Rotors vom eingepprägten Feld des Stators abhängig. Aufgrund dessen ist die komplexe Barrierenstruktur zur Flussführung von hoher Bedeutung. Durch die magnetischen Barrieren ist eine hohe Anzahl an Geometrieparametern Teil des Optimierungsproblems einer RSM. Daher steigt die Komplexität einer Optimierung. In dieser Arbeit wird ein Vorgehen zur methodischen Optimierung vorgestellt, welches von einer Vorauswahl bis hin zum detaillierten Entwurf analytische Zusammenhänge der RSM abbildet. Diese bieten ein tiefes Verständnis für den Maschinentyp wie auch für das Optimierungsproblem. Der Ablauf des Entwurfsprozesses ist in Abbildung 6.1 dargestellt.

Gegenüber übrigen Drehfeldmaschinen ist der für RSM erreichbare Leistungsfaktor sehr gering, so dass dessen Maximierung innerhalb des Entwurfs eine wichtige Rolle spielt. Nur so kann ein energie- und kosteneffizientes Gesamtsystem entworfen werden. Des Weiteren stellt die Drehmomentwelligkeit durch die Nutrastung eine große Herausforderung dar. Die Wahl der Wicklungskonfiguration und der Rotorstruktur hat einen maßgeblichen Einfluss auf die minimal erreichbare Drehmomentwelligkeit. Neben diesen beiden Hauptkriterien ist die Maximierung der Drehmomentdichte in dieser Arbeit ein zentraler Punkt. Effizienz und Leistungsdichte werden nicht in den Fokus gestellt.

Nach der Einführung von zwei aus der Literatur bekannten Faktoren zur Bewertung der Statorwicklungen bzw. der Wicklungskonfiguration wird ein dritter, neuer Faktor zur Evaluierung der Rotorausnutzung erarbeitet und beschrieben. Der Faktor ist für verteilte Statorwicklungen, aber auch für konzentrierte Wicklungen gültig. Für RSM mit konzentrierter Statorwicklung ist dieser jedoch essentiell um akzeptable Kenndaten zu erreichen.

Anschließend wird die Statistische Versuchsplanung (SVP) zur allgemeinen Detailauslegung von RSM beschrieben. Dieses Optimierungsverfahren wird in einen Entwurfsprozess gefasst, so dass sich RSM beliebiger Konfiguration nach diesem Vorgehen ausarbeiten lassen. Dabei ermöglicht das Verfahren den Entwurf der Maschine in einer deterministischen und endlichen Anzahl an Versuchen. Zudem können die Zusammenhänge der Einflusspa-

parameter mit Regressionsgleichungen approximiert und optimiert werden.

Zuletzt wird das Verfahren anhand des Fallbeispiels eines Direktantriebs mit konzentrierter Wicklung durchlaufen und diskutiert. Der Vergleich von FE-Simulationen mit Messergebnissen des Prototyps am Prüfstand schließt diesen Abschnitt ab.

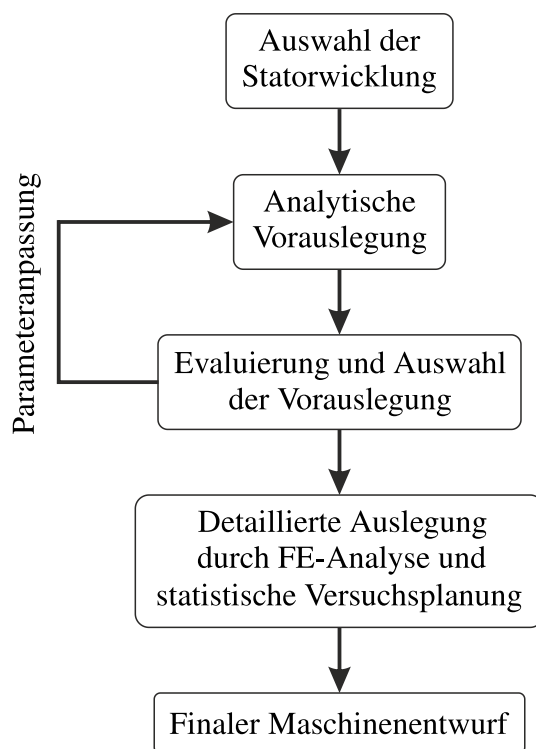


Figure 6.1: Auslegungsprozess

6.1 Auswahl der Statorwicklung

In diesem Abschnitt werden die wichtigen Faktoren zur Bewertung und analytischen Berechnung von RSM beschrieben. Die Faktoren sind dabei abhängig von der gewählten Statorwicklung und somit unabhängig vom Maschinentyp. Daher sind diese für alle Drehfeldmaschinen gültig. Im Fall der RSM sind diese jedoch besonders wichtig und ermöglichen die Vorhersage über die erreichbaren Kennwerte, da diese zur Kategorie extern erregter Maschinen gehören, bei der im speziellen der Rotor durch den Stator erregt wird. Der Rotor ist passiv, so dass die Feldverteilung im Rotor maßgeblich von der Statorfeldverteilung abhängt. Daher wird ein ideales dreiphasiges, synchron rotierendes Feld angestrebt, welches frei von luftspaltharmonischen Komponenten ist oder diese weitgehend unterdrückt. In dieser Arbeit werden Motoren mit konzentrierter Einzelzahnwicklung und verteilter Statorwicklung betrachtet. Für konzentrierte Wicklungen sind der Wicklungsfaktor, der Luftspaltstreufaktor und der hergeleitete Drehmomentfaktor für einen kompakten

und effizienten Entwurf der Maschinen besonders wichtig. Für konzentrierte Wicklungen mit der Statornutzahl N_s , der Polzahl $P = 2p$ und der Phasenanzahl N_{Ph} ergibt sich die Bruchzahl q zu:

$$q = \frac{N_s}{2p \cdot N_{Ph}} < 1. \quad (6.1)$$

In [41] werden der Wicklungs- und Streuflussfaktor hergeleitet und in [42] zur Bewertung der Eignung für RSM herangezogen. Daher werden diese beiden Faktoren hier zuerst erläutert. In einem zweiten Schritt folgt die Berechnung des Drehmomentfaktors.

6.1.1 Wicklungsfaktor

Der Wicklungsfaktor stellt ein Maß für die Kopplung von Stator- und Rotorfeld dar und beschreibt den Anteil der Grundwelle der Statordurchflutung. Die Grundwelle erzeugt das Drehmoment der Maschine, hingegen wirken höher harmonische Feldkomponenten störend und verursachen unter anderem Streufluss und Drehmomentwelligkeit. Darüberhinaus werden unter anderem durch den Wicklungsfaktor die Kupferverluste der Statorwicklung bestimmt. Die Anordnung der Wicklung im Stator mit Statornut- N_s und Polpaarzahl p definiert den resultierenden Wicklungsfaktor. Bei herkömmlichen Maschinen ist ein hoher Wicklungsfaktor die Grundlage für einen kompakten und effizienten Entwurf. Für bekannte Wicklungsanordnungen können die Wicklungsfaktoren für ein- und zweilagige Wicklungen aus Tabellenwerken der Literatur entnommen werden [43].

Im Fall von RSM mit konzentrierter Statorwicklung kann hingegen ein geringerer Wicklungsfaktor den Ausnutzungsgrad und den Leistungsfaktor sowie die Drehmomentwelligkeit der Maschine erheblich verbessern. Daher wird nachfolgend zur Berechnung neuer Wicklungsanordnungen auf die Herleitung des Wicklungsfaktors, basierend auf der Cros' Methode [44], eingegangen. Für mehrschichtige Wicklungen wird die Methode wiederholt und der Faktor durch Vektoraddition errechnet. Zuerst werden die Statornuten nummeriert und in einem Vektor $\vec{S}$ definiert. Die Nutenziffer einer Phase stellt den Eintrag des Vektors aus Gleichung (6.2) dar. Der Wickelsinn einer Spule bestimmt das positive bzw. negative Vorzeichen des Skalars, wie es im Fallbeispiel einer Wicklungsverschaltung mit neun Statornuten und sechs Polen in Abbildung 6.2 gezeigt ist.

$$\vec{S} = [-1, 3, -4, 6, -7, 9]. \quad (6.2)$$

Aus der Statorzahnzahl N_s sowie anhand der Nutpositionen $\vec{S}_i$ und der Ordnung der harmonischen Oberwellen p kann nun die induzierte Spannung $\vec{E}_i$ berechnet werden. Dabei ist $p = P/2$ und die Arbeitsharmonische wird zur Grundwelle n_1 der Maschine.

$$\vec{E}_i = \text{sign}(\vec{S}_i) \cdot e^{(j\pi p |\vec{S}_i| / N_s)} \quad (6.3)$$



Figure 6.2: Wicklungsverschaltung einer konzentrierten Wicklung mit 9 Statornuten und 6 Polen

Im Anschluss kann der Wicklungsfaktor aus der Summe der induzierten Spannungen wie folgt bestimmt werden:

$$k_w = \frac{3 \cdot \left| \sum_{i=1}^{2N_s/3} \vec{E}_i \right|}{n_1 \cdot N_s}. \quad (6.4)$$

6.1.2 Luftspaltstreuflyssfaktor

Verteilte Wicklungen weisen einen geringen Streuflyss gegenüber konzentrierten Wicklungen auf. Bei verteilten Wicklungen wird die Wicklung so gewählt, dass die Grundwelle maximiert und auftretende Oberwellen minimiert werden. Bei konzentrierten Wicklungen wird abhängig von der Wicklungskonfiguration eine Arbeitswelle gewählt, welche nicht der Grundwelle entspricht, so dass alle übrigen harmonischen Komponenten automatisch zu subharmonischen Wellen oder Oberwellen werden.

Der hohe Anteil an Oberwellen im Luftspaltfeld hat einen großen Einfluss auf den Streuflyss. Daher erreicht eine SynRM mit herkömmlicher konzentrierter Wicklung nur einen geringen Leistungsfaktor. Der Leistungsfaktor bestimmt das Verhältnis von Wirk- zu Scheinleistung der Maschine und gibt somit die Anforderungen an den Antriebsumrichter vor. Ein geringer Leistungsfaktor verringert zudem die resultierende Effizienz des Gesamtsystems. Das theoretische Maximum kann anhand der Längsinduktivität L_d und Querinduktivität L_q abgeschätzt werden. Mit

$$\zeta = \frac{L_d}{L_q} = \frac{L_{\text{mag},d} + L_{\sigma,d}}{L_{\text{mag},q} + L_{\sigma,q}} \quad (6.5)$$

wird der maximale Leistungsfaktor der Maschine mit

$$\cos(\varphi) = \frac{\zeta - 1}{\zeta + 1} \quad (6.6)$$

angegeben. In Gleichung (6.5) ist zu erkennen, dass die Streuinduktivität den Quotienten des Induktivitätsverhältnisses und dadurch den Leistungsfaktor bestimmt. Dabei setzt sich der Streuflyss aus der Streuinduktivität des Wickelkopfes und der Wicklungsverschal-

tung $L_{\sigma_{wk}}$, der Streuinduktivität in der Statornutöffnung $L_{\sigma_{nut}}$, der Streuinduktivität des Statorzahns L_{σ_z} und der Luftspaltstreuinduktivität $L_{\sigma_{ls}}$ zusammen.

$$L_{\sigma} = L_{\sigma_{wk}} + L_{\sigma_{nut}} + L_{\sigma_z} + L_{\sigma_{ls}} \quad (6.7)$$

In [42] und [45] wird gezeigt, dass der Luftspaltstreufaktor σ den überwiegenden Anteil der Streuinduktivität bestimmt und als Auswahlparameter von konzentrierten Wicklungen in RSM gewählt werden kann.

$$L_{\sigma_{ls}} = L_{mag} \cdot \sigma \quad (6.8)$$

Aus der räumlichen Verteilung der Durchflutung kann dieser nun gemäß [41] ermittelt werden:

$$\sigma = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq p}}^{\infty} \left(\frac{p \cdot k_{w,i}}{i \cdot k_{w,p}} \right)^2. \quad (6.9)$$

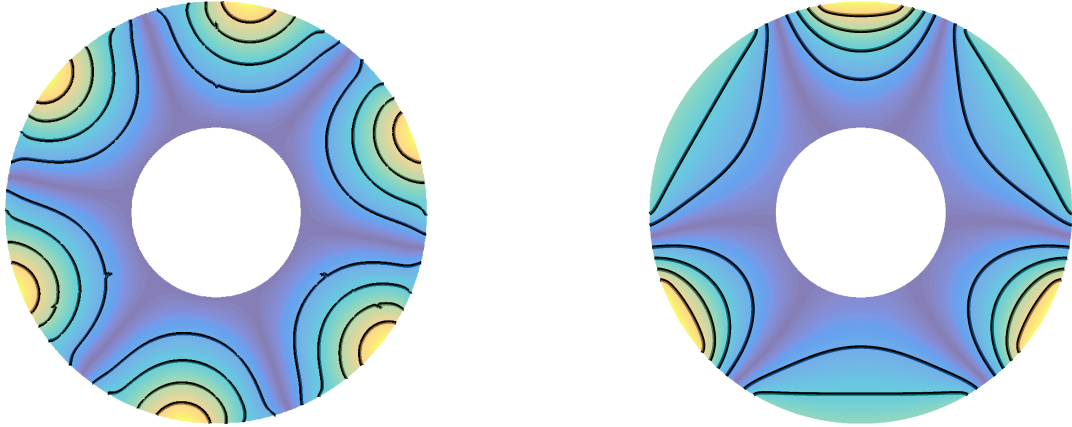
Dabei fließen die Amplituden der Wicklungsfaktoren einer i -ten harmonischen Welle $k_{w,i}$ sowie der Arbeitswelle $k_{w,p}$ in die Summe des Faktors ein. Dieser kann nun für beliebige Wicklungsanordnungen berechnet und anschließend verglichen werden.

6.1.3 Drehmomentfaktor

In diesem Unterkapitel wird der neue Drehmomentfaktor [46], [47] hergeleitet und eingeführt. Anhand des Faktors kann die Ausnutzung des Rotors einer SynRM mit konzentrierter Wicklung ohne FE-Berechnung vorhergesagt werden und damit ein Maß der Drehmomentausbeute angegeben. Das Reluktanzmoment der RSM wird dabei wie folgt analytisch bestimmt [7]:

$$T = \frac{N_{Ph}}{2p} \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d i_q. \quad (6.10)$$

In der analytischen Berechnung wird eine sinusförmige Durchflutungsverteilung θ über die Rotorpole angenommen. Wie zuvor erläutert wirkt sich aufgrund der konzentrierten Wicklungen ein hoher Oberwellengehalt negativ auf die räumliche Verteilung der Durchflutung im Luftspalt aus. Die Feldverzerrung und die damit ungleichmäßige Ausprägung der Rotorpole führen zu einem reduzierten mittleren Drehmoment. Die Annahme der ungleichmäßigen Polausnutzung ist in Abbildung 6.3 für zwei exemplarische Wicklungskonfigurationen dargestellt. Hierzu wurde ein massiver Rotor in einer FE-Simulation in einen Stator eingebracht und berechnet. Das magnetische Vektorpotential verdeutlicht die natürliche Ausprägung der vom Stator erregten Pole. Es zeigt sich, dass die Rotorpole



(a) 6-polige Maschine mit verteilter Wicklung und 18 Statornuten

(b) 6-polige Maschine mit konzentrierter Wicklung und 9 Statornuten

Figure 6.3: Magnetisches Vektorpotential des Vollrotors

entlang des Umfangs ungleichmäßig ausgeprägt sind. Dies fällt insbesondere bei konzentrierten Wicklungen negativ ins Gewicht.

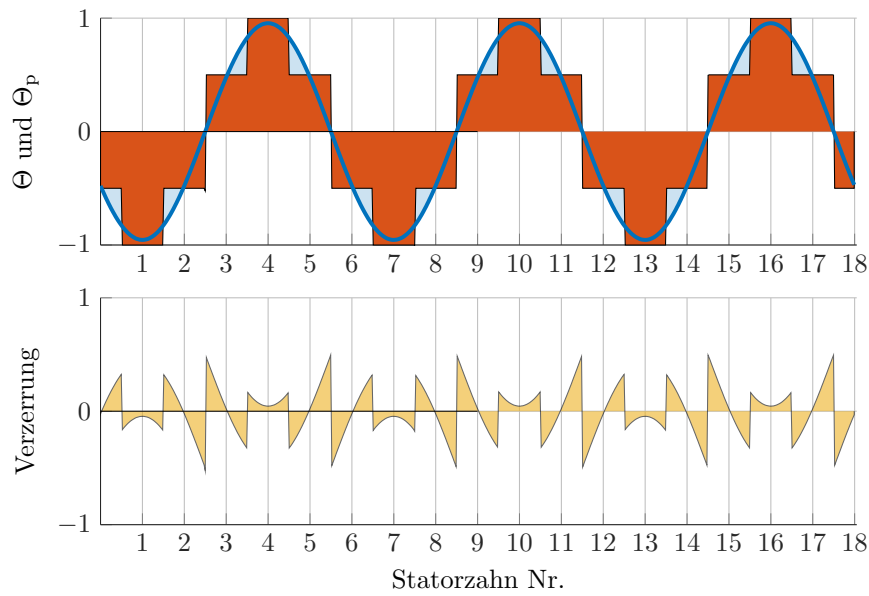
Für die verteilte Wicklung mit 18 Statornuten und sechs Polen in Abbildung 6.3a lässt sich die Annahme der gleichmäßigen Polverteilung bestätigen. Hingegen ist bei der konzentrierten Wicklung mit neun Statornuten und sechs Polen in Abbildung 6.3b die ungleichmäßige Ausnutzung klar erkennbar. Bereits aus den Abbildungen lässt sich vermuten, dass einige der Pole nur zu einem Anteil ausgenutzt werden. Wichtig ist der Hinweis, dass die gezeigte Ausnutzung des Rotors unabhängig von der Position des Drehwinkels, wie auch unabhängig vom Vorsteuerwinkel des Statorstroms ist.

Als Auswahlhilfe für konzentrierte Wicklungskonfigurationen in RSM soll nun rein analytisch der Ausnutzungsgrad ohne FE-Berechnungen anhand der Durchflutungsverteilung im Stator berechnet werden. Hierzu wird die Fourieranalyse durchgeführt und die Durchflutungsverteilung in die spektralen Komponenten Amplitude A_i und Phase ϕ_i über räumliche Koordinaten eines Statorumlaufts θ_m zerlegt.

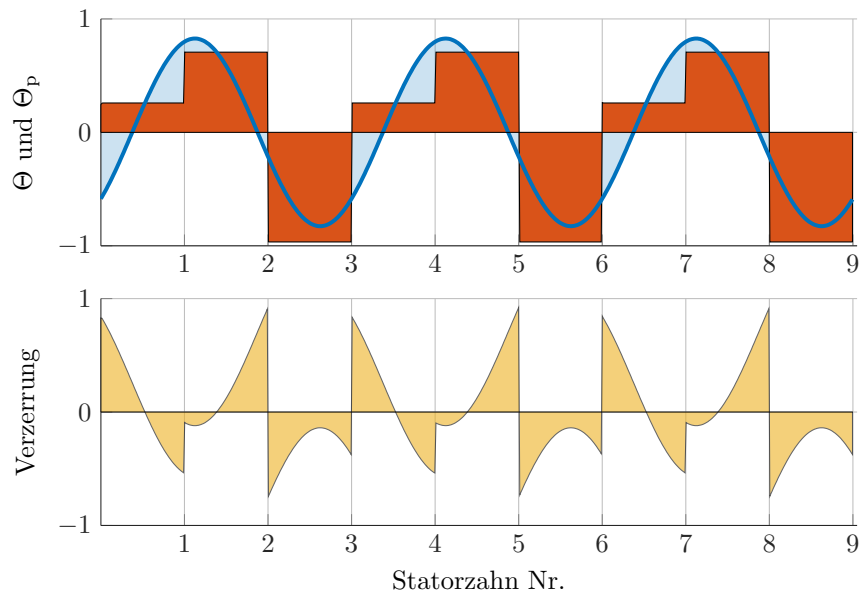
Danach wird die Arbeitswelle einer jeden Polzahl mit der Phasenlage extrahiert und über den umlaufenden Winkel θ_m aufgetragen. Im gezeigten Beispiel ist die Polpaarzahl $p = 3$. Anschließend wird die Abweichung von der idealen Arbeitswelle durch Subtraktion der gesamten Durchflutung an jeder Winkelposition bestimmt.

$$\Delta\theta(\theta_m) = A(\theta_m) - A_p(\theta_m) \quad (6.11)$$

Der Verlauf der Durchflutung, der Arbeitswelle und der berechneten Differenz $\Delta\theta(\theta_{el})$ über die Nutposition ist in Abbildung 6.4 gezeigt. Die Fläche unter der Differenzkurve ent-



(a) 6-polige Maschine mit verteilter Wicklung und 18 Statornuten



(b) 6-polige Maschine mit konzentrierter Wicklung und 9 Statornuten

Figure 6.4: Exemplarische Durchflutungsverteilung und Verzerrung $\Delta\Theta$ durch Oberwellen

spricht dem nicht-drehmomenterzeugenden Anteil der Durchflutung im Rotor. Ziel eines jeden Wicklungsentwurfs ist die Minimierung dieser Fläche. Ein linearer Zusammenhang zur Rotorausnutzung wird durch das Integral über dem Quadrat der Verzerrung bezogen auf die Arbeitswelle berechnet. Es entspricht mathematisch dem normierten Fehlerquadrat und steht in direktem Zusammenhang zur in Abbildung 6.3 gezeigten Polausprägung. Somit lässt sich ein Wert bestimmen, wieviele Pole und dadurch welches Drehmoment

mit einer Wicklungskonfiguration maximal zu erreichen ist, ohne eine Induktivitäts- oder detaillierte FE-Berechnungen durchführen zu müssen. Allein anhand der Wicklungskonfiguration und ohne Kenntnis geometrischer Parameter kann die spätere Drehmomentausbeute bezogen auf die Rotoroberfläche eingegrenzt werden.

$$k_M = 1 - \int_{\theta_m=0^\circ}^{\theta_m=360^\circ} \left(\frac{A(\theta_{el}) - A_p(\theta_{el})}{A(\theta_{el})} \right)^2 d\theta_{el} \quad (6.12)$$

Der Drehmomentfaktor der dargestellten Beispiele in Abbildung 6.3 beträgt für die verteilte Wicklung aus Abbildung 6.4a $k_M = 0,92$ und für die konzentrierte Wicklung aus Abbildung 6.4b $k_M = 0,687$.

Anhand der hergeleiteten Formel wurden die Faktoren unterschiedlicher Konfigurationen ermittelt. Neben den in der Literatur bekannten Wicklungskonfigurationen [43], [44] wurden durch Permutation der Verschaltung, Positionsverschiebungen der jeweiligen Wicklungslage und Variation der Windungszahl neue Statorwicklungen berechnet. Denkbar wäre auch die Verwendung der Methode des Nutsterns (Star of Slots) [48], welche insbesondere bei hoher Zahnzahl die Anzahl der Permutationen einschränkt. Dies ist jedoch nicht Teil dieser Arbeit. Zudem wurde bei einer Positionsverschiebung in der zweiten Wicklungslage die Konfiguration der ersten Wicklungslage mit geänderter Windungszahl verwendet. Eine Permutation der Wicklungskonfigurationen der unterschiedlichen Lagen wurde nicht durchgeführt.

Die Anzahl der Verschaltungsmöglichkeiten einer Wicklung steigt mit der Statorzahnzahl N_s und kann nach oben abgeschätzt werden. In einer dreiphasigen Wicklung lässt sich diese durch die Berechnung der Kombinationen ohne Wiederholung berechnen:

$$\binom{n}{k} = \frac{n!}{(n-k)! \cdot k!}, \quad \text{mit } n = N_s \text{ und } k = \frac{N_s}{N_{Ph}}. \quad (6.13)$$

Mit der Systemanzahl der Wicklungen erhöht sich auch die Anzahl der Verschaltungsvarianten. Zur Bewertung der Konfigurationen wurden jeweils ein minimaler Streuflussfaktor sowie das Maximum des Produkts aus Wicklungs- und Drehmomentfaktor berechnet und sondiert. In dieser Arbeit wurden ein- und zweilagige Wicklungssysteme für dreiphasige Maschinen untersucht. Ein Auszug aus den Ergebnissen inklusive der in der Literatur gängigen Wicklungsanordnungen und einer neuen Wicklungsverschaltung mit $N_s = 18$ und $2p = 10$, im Folgenden 18/10 genannt, ist in Tabelle 6.1 aufgeführt. Es ist ersichtlich, dass nur zwei verschiedene Konfigurationen einen hohen Drehmomentfaktor erreichen. Alle weiteren möglichen Konfigurationen mit geringerem Produkt aus Wicklungs- und Drehmomentfaktor sind nicht aufgelistet. Die Grundkonfiguration mit $N_s = 3$ und $p = 1$ sowie deren ganzzahlige Vielfache weisen identische Werte für die drei Faktoren auf, so dass Konfigurationen mit steigender Zahnzahl daraus abgeleitet werden können. Daher scheint diese Wahl für RSM geeignet. Eine weitere Möglichkeit stellt die neue Verschaltung mit

$N_s = 18$ und $p = 5$ dar, welche neben einem hohen Wicklungs- und Drehmomentfaktor eine erhebliche Reduktion des Streuflussfaktors erreicht. Die Basis dieser Anordnung bildet ein zweilagiges Wicklungssystem. Diesem wird bei der neuen Verschaltung das identische und um sieben Statorzähne verschobene System hinzugefügt und seriell verschaltet. Aufgrund der gewählten Verschiebung um sieben Zähne ergibt sich eine dreilagige Wicklung, da in einer Nut jeweils zwei Spulen einer gleichen Phase auftauchen. Das Schaltungsdiagramm ist in Abbildung A.1 dargestellt.

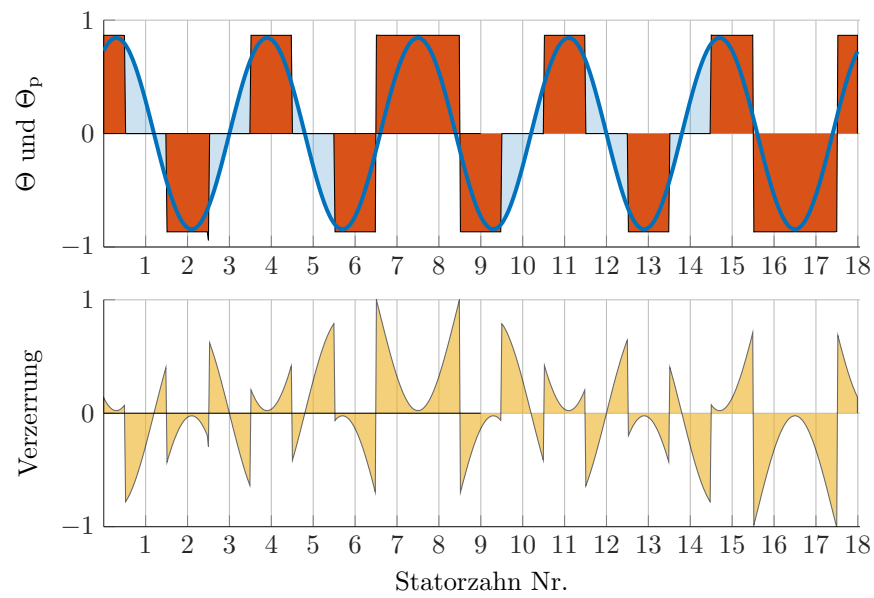
Zur Veranschaulichung ist der Verlauf der normierten Durchflutung in Abbildung 6.5 abgebildet. Es lässt sich für den Fall der dreilagigen Wicklung im Vergleich zur zweilagigen Wicklung direkt die Verminderung der Verzerrungsfläche erkennen. Als Abgleich der Theorie dient eine weitere FE-Simulation, in der zwei massive Rotoren in die Statoren eingebracht und das magnetische Vektorpotential berechnet wurde. Die Polausprägung der beiden Wicklungssysteme ist in Abbildung 6.6 dargestellt. Erwartungsgemäß sind die Verzerrungen der zweilagigen Wicklung erhöht, so dass sich zwei benachbarte Pole verbinden und ein weiteres Polpaar ausgelöscht wird. Der Drehmomentfaktor beträgt in diesem Fall $k_M = 0,719$. Hingegen sind im Fall der neuen dreilagigen Statorwicklung mit einem Drehmomentfaktor von $k_M = 0,764$ trotz eines nicht ausgeprägten Polpaars die Pole vollständig getrennt. Dies erhöht die resultierende Drehmomentausbeute der Querschnittsfläche, da jeder Pol einen Beitrag zum Luftspaltmoment leistet. Ausfallende Pole verringern somit das gesamte Drehmoment der Maschine. Ein detaillierter Vergleich in einem Applikationsbeispiel der Wicklungsanordnungen wird in Abschnitt 6.3.3 beschrieben.

$$\text{gewählte Konfiguration} = \begin{cases} \max(k_w \cdot k_M) \\ \min(\sigma) \end{cases} \quad (6.14)$$

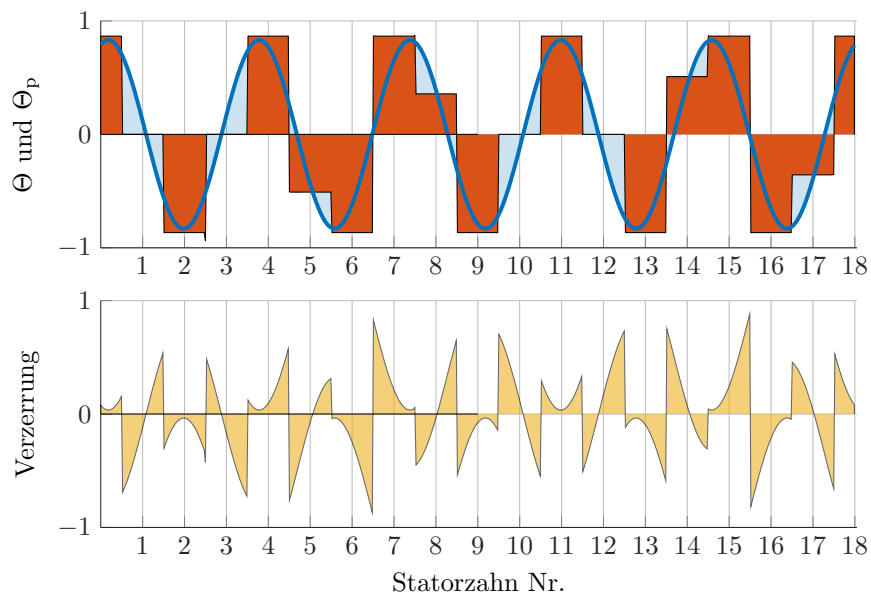
6.1.4 Zusammenfassung der Faktoren

Es wurden drei wesentliche Faktoren zur Wicklungsauswahl einer RSM vorgestellt. Von besonderer Bedeutung ist, dass nicht nur ein hoher Wicklungsfaktor zu einem kompakten Entwurf der Maschine führt, sondern auch die Rotorausnutzung eine entscheidende Rolle spielt. Zudem sollte bei RSM mit konzentrierten Wicklungen von den üblichen Wicklungskonfigurationen abgewichen werden, um einen geringen Streufluss- und hohen Drehmomentfaktor zu erreichen. Nur so lässt sich eine effiziente und kompakte Maschine mit hoher Drehmomentdichte entwerfen und die vom FU benötigte Scheinleistung minimieren. Für eine Maschine mit 18 Statorzähnen konnte ein neues Wickelschema berechnet werden, welches eine Reluktanzmaschine mit niedrigem Streufluss und hoher Rotorausnutzung trotz konzentrierter Wicklung ermöglicht. Das Verfahren und die Wicklungskonfiguration wurden in [47] erstmalig beschrieben. Es bleibt zu bemerken, dass der Drehmomentfaktor nicht nur für konzentrierte Wicklungen, sondern auch für verteilte Wicklungen aller Maschi-

⁽ⁱ⁾Konfiguration mit 2-Wicklungssystemen und einer Verschiebung um 7 Statorzähne



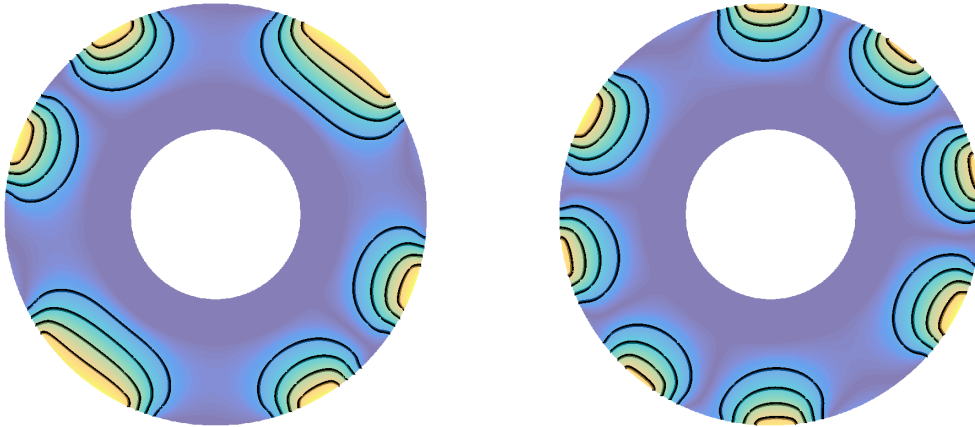
(a) Zweilagige Wicklung



(b) Dreilagige Wicklung

Figure 6.5: Verteilung der Durchflutung und Verzerrung durch Oberwellen

nentypen gilt. Allerdings ist der Einfluss bei z.B. Permanentmagnet-Synchronmaschinen ungleich geringer.



(a) 2-lagige Wicklung

(b) 3-lagige Wicklung

Figure 6.6: Magnetisches Vektorpotential der Wicklungssysteme mit 18 Statornuten und 10 Polen

Tabelle 6.1: Auszug der Faktoren aus den untersuchten Wicklungskonfigurationen

N_s	$2p$	6	8	10
9	k_w	0,866	0,945	0,945
	σ	0,46	1,18	2,4
	k_M	0,687	0,464	<0,5
12	k_w		0,866	0,933
	σ		0,46	0,96
	k_M		0,687	0,514
15	k_w			0,866
	σ			0,46
	k_M			0,687
18	k_w			0,735
	σ			0,27
	k_M			0,719
$18^{(i)}$	k_w			0,724
	σ			0,12
	k_M			0,764

6.2 Analytische Vorauslegung

Die Anforderungen an eine Elektromaschine lassen sich in die Bereiche geometrische Dimensionierung, Elektromagnetik und Thermik aufgliedern. Zur Sondierung werden zu

Beginn des Entwurfsprozesses die zwei Ersten der genannten Bereiche anhand von analytischen Formeln abgeschätzt. Diese Abschätzung schränkt den Bereich der Detailauslegung ein und sollte den Parametern und Kenngrößen des finalen Maschinenentwurfs sehr nahe kommen, so dass getroffene Annahmen während der Vorauslegung valide sind. Die thermische Auslegung wurde mit der Berechnungssoftware MOTORCAD durchgeführt und zur Abschätzung der abführbaren Verluste genutzt.

Die geometrische und elektromagnetische Dimensionierung erfolgt durch Vorgabe weniger Kenndaten. Dies betrifft allgemeine Anforderungen an Leistung, Drehzahl und verkettete Spannung der Maschine. Zur späteren Optimierung werden die inneren Parameter wie die mittlere Luftspaltflussdichte $\overline{B}$, die Luftspaltlänge δ_{ls} , die Stromdichte der Statorwicklung J , der Rotordurchmesser D_r und die Stapellänge l_{akt} ebenfalls vorgegeben und variiert. Grundlage für die Berechnung bilden zudem die in Abschnitt 6.1 vorgestellten Faktoren. Zur Übersicht sind die Parameter in Tabelle 6.2 zusammengestellt. Aufgrund der nicht-linearen Materialkennlinie von Elektroblechen muss die magnetische Auslegung iterativ ermittelt werden. Begonnen wird mit der Bestimmung des Carter'schen Faktors [10], welcher den Streufluss in der Nut mithilfe empirischer Gleichungen annähert. Dabei ist der Nuteffekt eine fiktive Luftspaltvergrößerung durch die Betrachtung eines zweidimensionalen magnetischen Feldes gegenüber der idealen eindimensionalen Feldverteilung. Es wird angenommen, dass der Fluss über einer Polteilung im Vergleich zu einer geschlossenen Nut geringer ist. Die effektiv wirksame Luftspaltlänge zwischen Rotor und Stator vergrößert sich um den Carter'schen Faktor. Da für RSM eine fast geschlossene Rotoroberfläche angenommen wird, beträgt der Faktor für den Rotor $k_{carter} = 1$. Für den Stator gilt:

$$k_{carter} = \frac{\tau_s}{\tau_s - \delta_{ls} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \left(\frac{b_{s0}}{2\delta_{ls}} \cdot \arctan \frac{b_{s0}}{2\delta_{ls}} - \ln\left(1 + \left(\frac{b_{s0}}{2\delta_{ls}}\right)^2\right) \right)}. \quad (6.15)$$

Tabelle 6.2: Eingangsparameter der analytischen Berechnung

Parameter	Variable	Einheit
Leistung	P_m	W
Drehzahl	n	U/min
Luftspaltlänge	δ_{ls}	m
Rotordurchmesser	D_r	m
Stromdichte	J	A mm ⁻²
Stapellänge	l_{akt}	m
Nutfüllfaktor	λ_{cu}	%
Luftspaltflussdichte	$\overline{B}$	T
Blechdicke	d	m
Wicklungskonfiguration	N_s, p	
Wicklungstemperatur	ϑ	K

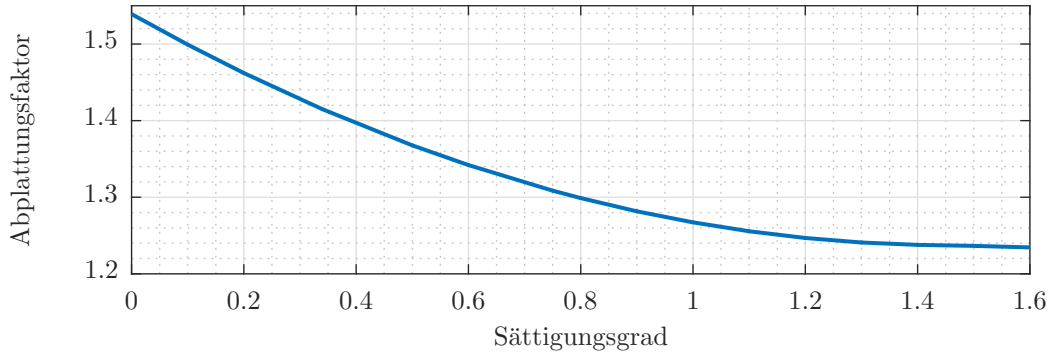


Figure 6.7: Abplattungsfaktor in Abhängigkeit der Sättigung [41]

Dabei ist b_{s0} die Nutöffnung des Stators und τ_s die Nutteilung mit:

$$\tau_s = \frac{(D_r + 2\delta_{ls}) \cdot \pi}{N_s}. \quad (6.16)$$

Neben dem Nuteffekt führt die Sättigung des Elektroblechs zu einer weiteren fiktiven Vergrößerung des Luftspalts. Die an den Statorzähnen auftretende Sättigung führt zu einem Abfall der magnetischen Spannung und bewirkt so die Abflachung des Luftspaltfeldes an der Zahnoberfläche. Daher wurde in [41] ein Abplattungsfaktor α_P in Gleichung (6.17) eingeführt, der das Verhältnis von maximaler zur mittleren Flussdichte widerspiegelt. Da das Verfahren für Asynchronmaschinen eingeführt wurde, wurde dies in dieser Arbeit angepasst, um die Rotorbarrieren der Reluktanzmaschine hinreichend zu berücksichtigen. Dabei wird die Sättigung der Rotorgeometrie vorerst nicht betrachtet, sondern im weiteren Verlauf der Rechnung durch Näherungen berücksichtigt.

$$\alpha_P = \frac{B_m}{\overline{B}} \quad (6.17)$$

Zur Bestimmung des Abplattungsfaktors muss zuvor also die Sättigung mit Hilfe von Gleichung (6.18) abgeschätzt werden. Dazu kann das Verhältnis der magnetischen Spannung aus Rotor, Stator und Luftspalt genutzt werden. Der in [41] empirisch ermittelte Wert gilt für Asynchronmotoren und wurde anhand zahlreicher Maschinen validiert. In dieser Arbeit kann das identische Verfahren angewendet werden, da der Einfluss des Rotors gesondert betrachtet wird.

$$k_{\text{sat}} = \frac{V_r + V_s}{V_{ls}} \quad (6.18)$$

Die magnetischen Spannungen V_r , V_s und V_{ls} werden durch das Wegintegral über der magnetischen Feldstärke H entlang des magnetischen Flusspfads bestimmt und können allgemein berechnet werden.

$$V_x = l_x \cdot H(B) \quad (6.19)$$

Die Wegstrecken l_x des Flusspfads entsprechen dabei der Nuttiefe, der mittleren Länge einer Rotorbarriere und der Luftspaltweite. Die Luftspaltweite bleibt konstant, hingegen verändert sich die Nuttiefe h_{s1} durch die jeweils neue Windungszahl und muss iterativ angepasst werden.

$$h_{s1} = \sqrt{\frac{D_r^2}{2} \cdot (1 - \lambda_s)^2 + A_{\text{nut}} \cdot \frac{N_{\text{Ph}}}{\pi}} - \frac{D_r}{2} \cdot (1 - \lambda_s) \quad (6.20)$$

Das Verhältnis zwischen Zahn- zu Nutbreite wird in einer ersten Annahme mit $\lambda_s = 0,5$ festgelegt. Die benötigte Nutfläche wird in Abhängigkeit des Nutfüllfaktors λ_{cu} , des Drahtdurchmessers D_{cu} und der Anzahl paralleler Stränge N_{st} wie folgt bestimmt:

$$A_{\text{nut}} = \pi \cdot \frac{D_{\text{cu}}^2}{2} \cdot \frac{w \cdot N_{\text{st}}}{\lambda_{\text{cu}}}. \quad (6.21)$$

Der Nutfüllfaktor bezieht die Fläche des Kupferquerschnitts auf die Nutfläche. Damit ist der Faktor stark vom verwendeten Nutionssystem und der Fertigungstechnik der Statorwicklung abhängig und muss entsprechend berücksichtigt werden. In dieser Arbeit werden konzentrierte Wicklungen mit orthozyklischer Anordnung und verteilte Wicklungen mit chaotischer Anordnung verwendet. Das Isolationssystem ist zudem zweilagig ausgeführt. Der Rotorentwurf ist sehr komplex und soll an dieser Stelle nur anhand von vereinfachten Formeln angenähert werden. Daher wird die noch fehlende Länge der Wegstrecke des Flusspfades zwischen der Rotorbarriere anhand der Polweite und eines empirisch ermittelten Faktors bestimmt. Dieser entspricht der mittleren Länge aller Rotorbarrieren eines Pols in Abhängigkeit der Polweite und ist für die hier betrachteten Maschinenauslegungen in einem weiten Bereich gültig. Dadurch kann nun auch die magnetische Spannung des Rotors approximiert werden, ohne dass die detaillierte Struktur und Geometrie des Rotors bekannt sind. Eine normierte mittlere Weglänge von $\bar{l}_r = 1,44$ liefert gute Ergebnisse und wird durchgehend in dieser Arbeit genutzt. Der exakte Entwurf des Rotors, wie auch die Definition der Barrierenanzahl sind somit erst nach dem analytischen Entwurf nötig und müssen noch nicht in Betracht gezogen werden.

$$V_r = \bar{l}_r \cdot \frac{D_r}{p} \cdot H(B) \quad (6.22)$$

Für sehr spezielle Barrierenstrukturen muss $\bar{l}_r$ an die geometrische Weglänge angepasst werden. Dies betrifft Maschinen, die beispielsweise für einen weiten Feldschwäcbereich ausgelegt werden. Der nichtlineare Zusammenhang aus Feldstärke und Flussdichte $H(B)$ wird dabei durch Tabellen der Sättigungskennlinien des Elektroblechs abgebildet [41] und mit Polynomen interpoliert. Zur Bestimmung der aktuell vorherrschenden Feldstärke H wird der Gesamtstrom der Wicklung und anschließend die magnetische Feldstärke bezogen

auf einen Statorzahn bestimmt.

$$i = \sqrt{2} \cdot J \cdot \pi \cdot \left(\frac{D_{\text{cu}}}{2} \right)^2 \cdot N_{\text{st}} \quad (6.23)$$

Der Drahtdurchmesser D_{cu} wird zum Einen vom späteren Fertigungsverfahren bestimmt, zum Anderen von der Eindringtiefe δ_{sk} des Skin-Effekts in Abhängigkeit der Statorfrequenz.

$$\delta_{\text{sk}} = \sqrt{\frac{2\rho_{\text{cu}}}{2\pi \cdot f_{\text{el}} \cdot \mu_0}} \quad (6.24)$$

Aus den bis hierher definierten Größen lässt sich nun der effektiv wirksame Luftspalt herleiten.

$$\delta''_{\text{ls}} = \delta_{\text{ls}} \cdot k_{\text{carter}} \cdot (1 + k_{\text{sat}}) \quad (6.25)$$

Abschließend kann aus dem neuen Luftspalt die Windungszahl je Phase bestimmt werden:

$$w = \delta''_{\text{ls}} \cdot \frac{\bar{B}\pi^2 p}{2N_{\text{Ph}}\mu_0 k_{\text{w}} i}. \quad (6.26)$$

Ausgehend vom Startwert $k_{\text{sat}} = 1,34$ wird die bis hierher aufgeführte Berechnung iterativ wiederholt bis die maximale Abweichung zum vorherigen Rechenschritt minimal abweicht und somit die Berechnung konvergent ist. Zur Überprüfung der Konvergenz wird die Abweichung des Sättigungsfaktors genutzt, da dieser trotz Nichtlinearität der Berechnungen einen kontinuierlichen Gradienten aufweist. Die Wahl der mittleren Luftspaltflussdichte spielt eine zentrale Rolle für die Auslegung und liegt für RSM im Bereich von $\bar{B} = 0,65 \text{ T}$ bis $0,9 \text{ T}$. Ein Indiz für die unpassend gewählte mittlere Luftspaltflussdichte ist die Schubzahl der resultierenden Maschine. Diese liegt für den benannten Bereich zwischen 16 kN m^{-2} bis 30 kN m^{-2} .

In der iterativen Berechnung wurden die elektromagnetischen und geometrischen Eckdaten der Maschine festgelegt, so dass nun alle weiteren mechanischen und elektrischen Größen bestimmt werden können. Zuerst werden die Hauptinduktivitäten $L_{\text{mag,d}}$ und $L_{\text{mag,q}}$ bestimmt. Die Berechnung der d-Induktivität unterscheidet sich zur q-Induktivität in der Form, dass vornehmlich die effektive Luftspaltlänge wirkt. Hingegen wird bei der q-Induktivität die Summe aus effektivem Luftspalt und halber Polweite wirksam. Unter der Annahme identischer Paketlängen von Rotor und Stator ist l_{akt} die Aktivlänge des Blechpakets und τ_{p} die Polteilung. Zur Bestimmung der Aktivlänge muss der Stapelfaktor des Elektroblechs berücksichtigt werden.

$$L_{\text{mag,d}} = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \left(\frac{w}{p} \right)^2 \frac{N_{\text{Ph}} k_{\text{w}} D_{\text{s}} l_{\text{akt}}}{\delta''_{\text{ls}}}. \quad (6.27)$$

$$L_{\text{mag,q}} = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \left(\frac{w}{p} \right)^2 \frac{N_{\text{Ph}} k_{\text{w}} D_{\text{s}} l_{\text{akt}}}{\delta''_{\text{ls}} + 0,5\tau_{\text{p}}}. \quad (6.28)$$

Die Induktivität einer Achse setzt sich aus der Hauptinduktivität und der Summe der Streuinduktivitäten zusammen wie in Abschnitt 6.1.2 beschrieben. Diese besteht aus der Nutenstreuung $L_{\sigma\text{nut}}$, der Polschuhstreuung $L_{\sigma z}$, der Streuung der Wicklungsverschaltung $L_{\sigma\text{wk}}$ und aus der Streuung feldharmonischer Komponenten im Luftspalt $L_{\sigma\text{ls}}$.

$$L_{\sigma\text{nut}} = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{w^2}{p \cdot q} \cdot l_{\text{akt}} \cdot \lambda_{\text{nut}} \quad (6.29)$$

$$L_{\sigma z} = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{w^2}{p \cdot q} \cdot l_{\text{akt}} \cdot \lambda_z \quad (6.30)$$

$$L_{\sigma\text{wk}} = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{w^2}{p} \cdot l_c \cdot \lambda_{\text{wk}} \quad (6.31)$$

$$L_{\sigma\text{ls}} = \sigma \cdot L_{\text{mag}} \quad (6.32)$$

Dabei ist die Bruchlochzahl $q = N_s / N_{\text{Ph}} \cdot 2p$ das Verhältnis aus Statornuten pro Phase pro Pol. Die Faktoren λ_{nut} , λ_z und λ_{wk} variieren mit der jeweilig gewählten Nutgeometrie und Nutöffnung. Zur detaillierten Beschreibung der Korrekturfaktoren wird auf [41] und [45] verwiesen.

Um nun die weiteren elektrischen Größen der Maschine zu bestimmen ist die exakte Berechnung der Wicklungslänge nötig. Dazu wird zunächst eine mittlere Weglänge definiert, die aus der Summe von Aktivlänge, Wicklungsüberstand und Wickelkopf besteht. Die Aktivlänge ist bekannt und der Wicklungsüberstand l_{ext} wird fertigungsbedingt vorgegeben. Hingegen muss die mittlere Weglänge des Wickelkopfes anhand geometrischer Näherungen abgeschätzt werden. In dieser Arbeit wurde eine Gleichung erarbeitet, die für konzentrierte und verteilte Wicklungen Gültigkeit hat. Die Ergebnisse wurden mit zahlreichen Maschinen abgeglichen und validiert. Auf die detaillierte Herleitung wird an dieser Stelle verzichtet, allerdings basiert die Gleichung auf der Bogenlänge des Wickelkopfes entlang der Statornuten. Dazu wird ein zweimal stetig differenzierbarer Kurvenverlauf angenommen und die Biegung des Drahts aus der Nut zum Wickelkopf durch eine Ellipse angenähert.

$$\overline{l_{\text{wk},l}} = k_{\text{vw}} \cdot \left(\frac{3h_{s1}}{2} + \frac{\pi}{p} \cdot (D_r + 2h_{s1} + \tau_s) \right) + 2l_{\text{ext}} + \frac{11\pi \cdot \tau_s}{32} \quad (6.33)$$

Für die verteilten Wicklungen ist der Faktor $k_{\text{vw}} = 1$ und für konzentrierte Wicklungen $k_{\text{vw}} = 0$. Die gesamte Weglänge einer Windung ergibt sich nachfolgend zu:

$$l_w = 2w \cdot (l_{\text{akt}} + \overline{l_{\text{wk},l}}). \quad (6.34)$$

Nun kann der Widerstand in Abhängigkeit des Kupferleitwerts ρ_{cu} und der Betriebstemperatur ϑ angegeben werden.

$$R_s = \frac{4\rho_{\text{cu}} \cdot l_w}{\pi \cdot D_{\text{cu}}^2 \cdot N_{\text{st}}} \cdot (1 + 3,93 \cdot 10^{-3} \cdot (\vartheta - 293,15)) \quad (6.35)$$

Die entstehenden Kupferverluste bei Nennstrom werden mit Gleichung (3.44) bestimmt. Aus den bisher bestimmten Größen lässt sich nun das Drehmoment berechnen, nachdem anhand von Gleichung (6.6) der maximal erreichbare Leistungsfaktor und der zugehörige Vorsteuerwinkel errechnet wurde. Die verkettete Spannung wird gemäß Gleichung (2.5) berechnet.

Abschließend soll der Wirkungsgrad der Maschine ermittelt werden. Neben der mechanischen Leistung und der Verlustleistung der Kupferwicklung wird zusätzlich eine Näherung der Eisenverlustleistung benötigt. Da bisher keine expliziten Feldberechnungen und Flussdichteverteilungen bestimmt wurden, müssen die Eisenverluste durch die Abbildung der gewichtsspezifischen Verluste sowie einer Frequenzskalierung approximiert werden. Unter der Annahme einer im Nennpunkt an der Sättigungsgrenze betriebenen Maschine, werden gute Ergebnisse erzielt. Diese Annahme ist zulässig, da RSM, wie im weiteren Verlauf der Arbeit beschrieben wird, mechanische Stegverbindungen, die zur Festigkeit der Rotorstruktur dienen, gesättigt werden sollen. Durch die Sättigung der Stege wird der Streufluss verringert und so die Maschinenausnutzung verbessert. Die gewichtsspezifischen Verlustparameter können aus Datenblättern des verwendeten Elektroblechs bezogen werden. Die Aktivmasse wird mit Hilfe der geometrischen Parameter bestimmt. Der Statoraußendurchmesser D_s ist neben dem Rotordurchmesser und der Nuttiefe vom Verhältnis N_s zu p abhängig.

$$D_s = D_r + \frac{3N_s\tau_s}{8p} + 2h_{s1} \quad (6.36)$$

Die Statormasse m_s enthält das Aktivmaterial der Statorzähne und des Jochs.

$$m_s = (N_s h_{s1} \cdot \frac{\tau_s}{2} + D_s^2 - (D_r + 2h_{s1})^2) \cdot l_{\text{akt}} \cdot m' \quad (6.37)$$

Die Rotormasse m_r besteht lediglich aus einem ringförmigen Aktivteil ohne inaktives Material wie die Wellenaufnahme oder Wuchtscheiben, da diese keine Eisenverluste verursachen.

$$m_r = \frac{4}{3} \cdot \left(D_r^2 - \left(D_r - 0,65\pi \cdot \frac{D_r}{2p} \right)^2 \right) \cdot l_{\text{akt}} \cdot m' \quad (6.38)$$

Die spezifische Masse des Elektroblechs beträgt $m' = 7900 \text{ kg m}^{-3}$. Bei der Berechnung der Rotorverluste werden 30 % der Eisenverluste bei Sinusanregung angenommen. Der Rotor einer idealen Maschine erfährt keine Veränderung des Rotorfelds, hingegen können die Eisenverluste im realen Betrieb nicht vernachlässigt werden. Insgesamt bestehen die Eisenverluste P_{fe} aus linear zur Frequenz abhängigen Hystereseverlusten und aus Wirbelstromverlusten nichtlinearer Abhängigkeit.

$$P_{\text{fe}} = \frac{f_{\text{el}}}{50 \text{ Hz}} \cdot (0.6 \text{ W kg}^{-1} \cdot m_{\text{r}} + 1.9 \text{ W kg}^{-1} \cdot m_{\text{s}}) + \left(\frac{f_{\text{el}} \cdot d}{50 \text{ Hz}} \right)^2 \cdot (2.5 \text{ W kg}^{-1} \cdot m_{\text{r}} + 1.3 \text{ W kg}^{-1} \cdot m_{\text{s}}) \quad (6.39)$$

Die Faktoren der spezifischen Verlustleistung aus Gleichung (6.39) wurden für diese Arbeit aus Herstellerangaben für das Elektroblech M330-50A (M330-50A) extrahiert und anhand von FE-Berechnungen abgeglichen. Somit sind die Faktoren für einen weiten Bereich gültig. Für Statorfrequenzen $f_{\text{el}} \geq 200 \text{ Hz}$ müssen diese jedoch erneut überprüft und angepasst werden. Abschließend kann der Wirkungsgrad η und die vom FU benötigte Wirkleistung P_{el} und Scheinleistung S_{el} bestimmt werden.

$$P_{\text{el}} = P_{\text{m}} + P_{\text{cu}} + P_{\text{rb}} + P_{\text{fe}} \quad (6.40)$$

$$\eta = \frac{P_{\text{m}}}{P_{\text{el}}} \quad (6.41)$$

$$S_{\text{el}} = \frac{P_{\text{el}}}{\cos(\varphi)} \quad (6.42)$$

Es soll an dieser Stelle darauf hingewiesen werden, dass industrielle FU in unterschiedlichen, festen Leistungsklassen verfügbar sind und eine angepasste Maschine unter Einschränkungen ein besseres Gesamtergebnis erzielen kann.

6.3 Detailentwurf der Reluktanz-Synchronmaschine

Beim Entwurf elektrischer Maschinen interagieren und beeinflussen eine Vielzahl von Konstruktionsparametern die Eigenschaften der finalen Maschine. Bei RSM ist die Parameteranzahl aufgrund der komplexen Rotorstruktur besonders hoch und somit ein multidimensionales Optimierungsproblem. Allein die Maschinengeometrie beinhaltet bei den in dieser Arbeit betrachteten Maschinen jeweils mehr als 50 elektrische und geometrische Parameter. Diesem Problem kann mit unterschiedlichen Optimierungsmethoden begegnet

werden. Die einfachste aber aufwendigste Methode ist die Variation eines Parameters und die Beobachtung der Ausgangsgrößen. Durch Wiederholung und Prüfung unterschiedlicher Eingangsfaktoren kann so die Ausgangsgröße schrittweise optimiert werden. Die Methode wird in der Literatur als One Factor At One Time (OFAT) bezeichnet [49]. Dabei ist die Herangehensweise sehr aufwendig und lässt wenig Rückschlüsse auf Korrelationen zwischen Parametern und das vermutete Optimum zu. Bei großer Parameteranzahl wächst der Optimierungsaufwand sehr stark an und ist für RSM zeitintensiv und ungeeignet.

Eine weitere Optimierungsmethode nach dem Zufallsprinzip basiert auf genetischen Algorithmen [50], [51]. Genetische Algorithmen, auch als evolutionärer Algorithmus bezeichnet, sind in Anlehnung an die Natur analoge Optimierungsverfahren, deren Lösungsoptionen (beste Eingangsparameter) eines Problems durch eine künstliche Bewertung, Fitness-Wert genannt, der deterministischen Selektion unterliegen. Dabei bildet ein Gen einen Eingangsparameter und ein Individuum die Menge der Eingangsparameter ab. Die Population besteht aus der Menge von Individuen und wird durch Mutation und Kreuzung künstlich erzeugt. Die Überlebenswahrscheinlichkeit eines Individuums unterliegt dabei dem Fitness-Wert und der anschließenden Selektion. Damit ist die Konvergenz zu einem globalen Minimum durch den Zufall bestimmt. Das heißt, dass die Anzahl der nötigen Evolutionsschritte im Vorfeld nicht bestimmbar ist und zudem die Population in einem lokalen Minimum verharren kann. Trotz dieser Nachteile ist dieses Verfahren eine gängige Methode zur Optimierung der Maschinengeometrie und erzielt für multivariable Systeme gute Ergebnisse.

Die Schwarmoptimierung ist ein alternatives Optimierungsverfahren, das auf Basis einer Population in Abhängigkeit der jeweiligen Position, Konvergenzgeschwindigkeit und Trägheit nach Vorbild des natürlichen Schwarmverhaltens eine Lösung sucht. Dabei wird die Suchgeschwindigkeit und -richtung in jedem Schnitt neu ermittelt und die neue Position aller Partikel bestimmt. Die Suche wird abgebrochen, sobald die Veränderung des besten Partikels zum vorherigen Durchlauf minimal abweicht oder ein definiertes Abbruchkriterium erfüllt wird. Für Multiparameteroptimierungen ohne exakte Kenntnisse eines Systems ist dieses Verfahren besonders geeignet. Allerdings ist dieses Verfahren aufgrund der Schwarmgröße und unbestimmter Schrittzahl zur Konvergenz auch sehr rechenaufwendig.

Eine weitere Möglichkeit der Entwurfsoptimierung ist die SVP [52]. Diese ermöglicht eine Systemoptimierung mit einer vordefinierten endlichen Anzahl an Versuchen und ermittelt eine Regressionsgleichung der Parameter zur Vorhersage. Durch die Regressionsgleichung kann das Verhalten der Ausgangsgrößen analytisch nachgebildet und optimiert werden. Damit sind neben der Kenntnis aller Variablen mit größtem Einfluss, Haupteffekte genannt, auch die Wechselwirkungen der Variablen bekannt. Nach der Parametrierung der Regressionsgleichungen können zudem Entwicklungsziele geändert und angepasst werden, ohne den Entwicklungsprozess und die Versuche neu zu beginnen. Dies stellt einen erheblichen Vorteil gegenüber den zuvor erwähnten Verfahren dar, bei denen lediglich ein Optimum in Abhängigkeit des vor Beginn des Entwurfs festgelegten Optimierungskriteriums gefunden wird. Ändert sich dieses, muss der Prozess erneut durchlaufen werden.

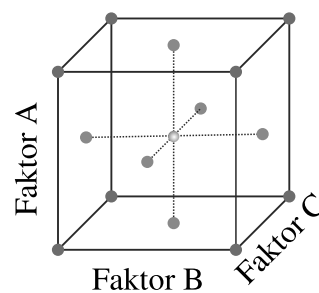


Figure 6.8: Flächenzentrierter Drei-Faktor-Versuchsplan

Die SVP hingegen kann Wechselwirkungen analytisch abbilden und ihren Einfluss bestimmen. Dabei beinhaltet der Versuchsplan die Variation der Eingangsparameter nach einem bestimmten Muster. Im Gegensatz zu OFAT und genetischen Algorithmen werden alle Parameter zeitgleich verändert und mittels Varianzanalyse (ANOVA) und Antwortflächenanalyse, engl. Response Surface Analysis (RSA) den Ausgangeffekten zugeordnet. Dadurch lässt sich in kurzer Bearbeitungszeit eine ganzheitliche Optimierung sicherstellen.

6.3.1 Versuchspläne

Die Versuchspläne gliedern sich in Zwei- und Drei-Level-Versuchspläne, in denen jede Variable den Wert des Minimums und des Maximums sowie einen weiteren zentrierten Wert annimmt. In dieser Arbeit werden flächenzentrierte Werte genutzt. Gegenüber raumzentrierten Zwischenwerten überschreiten diese nicht den Maximalwert der Geometrie. In Abbildung 6.8 ist der Zusammenhang für einen Versuchsplan mit drei Faktoren grafisch dargestellt. Dabei bilden die Eckpunkte die orthogonale Basis des Zwei-Level-Plans und die grau markierten Punkte die flächenzentrierten Mittelwerte des Versuchsplans. Der Mittelpunkt des Würfels ist der raumzentrierte Mittelpunkt aller Versuche. Grundsätzlich bilden Versuchspläne eine orthogonale Basis der Variablenzustände, so dass die Effektursachen statistisch separiert werden können. Dabei ist die Wahl linear unabhängiger Variablen besonders wichtig, da es sonst zu unbestimmten Überlagerungseffekten kommen kann.

Das Beispiel kann auf multiparametrische Versuchspläne mit der Folge steigender Komplexität erweitert werden. Um diese zu begrenzen, können die Pläne methodisch geteilt, d.h. reduziert werden. Es werden voll- und teilfaktorielle Versuchspläne unterschieden. Vollfaktorielle Pläne können Wechselwirkungen höherer Ordnung exakter abbilden, benötigen jedoch eine hohe Anzahl an Versuchen. Bei hoher Variablenanzahl kann der Aufwand durch teilfaktorielle Versuchspläne erheblich reduziert werden. Dabei werden teilfaktorielle Versuchspläne durch Rekombination der Zustände von Variablen erzeugt. An dieser Stelle veranschaulicht das Beispiel der drei Faktoren mit Zwei-Level-Plan die Rekombination zu einem teilfaktoriellen Plan. Der vollfaktorielle Plan besteht zuerst aus acht Versuchen,

welche anhand der Reduktion auf den teilfaktoriellen Plan auf die Hälfte reduziert werden. Dabei wird der Faktor C durch den rekombinierten Faktor C' ersetzt. In Tabelle 6.3 sind die Versuche des reduzierten Plans mit Pfeilen markiert. Für weitere Faktoren erfolgt dies äquivalent. Die Erläuterung wird in [52] ausführlich beschrieben. Die Pläne können um Zweierpotenzen verkürzt werden, wobei diese den Reduktionsfaktor der Versuchszahl angeben. Auch für Drei-Level-Pläne, die zur RSA [53] benötigt werden, stellt dies einen großen Vorteil dar. Durch die Teilung sinkt allerdings der Informationsgehalt und es kommt unausweichlich zu Überlagerungen einzelner Effekte. Die Möglichkeit zur Separation der Haupteffekte kann somit durch Wechselwirkungen negativ beeinflusst werden. Es lässt sich jedoch abschätzen, bis zu welchem Grad mehrfache Wechselwirkungen ausgeschlossen werden können. Hierzu wird die Auflösung eines Versuchsplans eingeführt.

Auflösung III

Es können Haupteffekte ohne Überlagerung identifiziert werden, hingegen treten Überlagerungen mit Zwei-Faktor-Wechselwirkungen auf.

Auflösung IV

Es können Haupteffekte und Zwei-Faktor-Wechselwirkungen ohne Überlagerung identifiziert werden, hingegen treten Überlagerungen zwischen verschiedenen Zwei-Faktor- Wechselwirkungen auf. Haupteffekte können Überlagerungen mit Drei-Faktor-Wechselwirkungen aufweisen.

Tabelle 6.3: Beispiel eines vollfaktoriellen Versuchsplans mit Reduktion auf einen teilfaktoriellen Versuchsplan durch Rekombination der Faktoren

Nr.	A	B	C	C' = A · B	Y
1	-1	-1	-1		Y ₁
2	1	-1	-1	←	Y ₂
3	-1	1	-1	←	Y ₃
4	1	1	-1		Y ₄
5	1	-1	1		Y ₅
6	-1	-1	1	←	Y ₆
7	1	1	1	←	Y ₇
8	-1	1	1		Y ₈
Effekt					Effekt

Auflösung V

Es können Haupteffekte und Zwei-Faktor-Wechselwirkungen ohne Überlagerung identifiziert werden, hingegen treten Überlagerungen zwischen Zwei-Faktor- und Drei-Faktor-Wechselwirkungen auf. Die Haupteffekte können Überlagerungen mit Vier-Faktor- Wechselwirkungen aufweisen.

An dieser Stelle wird ein kurzer Einschub zur Berechnung des Effekts erläutert, ohne die daran anschließende statistische Auswertung zu beschreiben. Hierzu wird auf [52] verwiesen. Nach einem Versuchsdurchlauf wird der Effekt jeder Eingangsvariable auf die Ausgangsvariable bestimmt. Dies geschieht in Abhängigkeit des eigenen Variablenzustands und des zugehörigen Ausgangswerts.

$$\text{Effekt} = \frac{\sum Y_+}{n_+} - \frac{\sum Y_-}{n_-} \quad (6.43)$$

Im benannten Beispiel aus Tabelle 6.3 werden für den Faktor A die Ausgangswerte Y der ungeraden Versuchsnummern, minimaler Wert, und der geraden Versuchsnummern, maximaler Wert, addiert und durch die Anzahl der einfließenden Ergebnisse geteilt. Nach der Bestimmung aller Effekte werden die zugehörigen Eingangsvariablen anhand des Betrags der Effektwerte sortiert, so dass eine Rangfolge von geringer zu starker Einwirkung auf den Ausgangswert entsteht. Die Variablen höchster kumulativer Wahrscheinlichkeit werden dabei als Haupteffekte bezeichnet.

Eine weitere Unterscheidung ist zwischen den Anwendungen der Pläne vorzunehmen. Während eines Sondierungsprozesses, Screening genannt, soll lediglich die Auswirkung einer Eingangsvariablen auf eine Ausgangsvariable geprüft werden, so dass die Haupteffekte identifiziert werden können. Hierzu werden keine Informationen über den Verlauf der Ausgangsvariablen innerhalb des Suchraums benötigt, so dass Pläne mit Zwei-Level-Faktoren ausreichend sind. Eine Zusammenstellung der Screeningpläne ist in Tabelle 6.4 aufgelistet.

Die Haupteffekte werden anschließend in der Detailauslegung mit Drei-Level- Versuchsplänen zur RSA genutzt. Der dritte Wert dient dabei der Verlaufsinterpolation der Antwortflächen. Die Versuchspläne für den Auslegungsprozess mit Drei-Level-Faktoren sind in Tabelle 6.5 veranschaulicht. Eine ausführliche Erläuterung der RSA kann in [53] eingesehen werden.

6.3.2 Auslegungsprozess mit statistischer Versuchsplanung

Nachfolgend wird der allgemeine Ablauf des Maschinenentwurfs mittels SVP vorgestellt [54]. Als Startparameter dienen die in der analytischen Vorauslegung gewonnenen Maschi-

nendaten. Zu diesem Zeitpunkt sind lediglich grobe Daten bekannt, so dass ausgenommen vom Rotordurchmesser D_r der detaillierte Querschnitt gänzlich unbekannt ist. Aufgrund der hohen Parameteranzahl der Barrierenstruktur stellt der Rotorentwurf bei RSM eine große Herausforderung dar. Daher werden hier einige Definitionen zur Strukturierung der Entwurfsmethode eingeführt. Ausgenommen der Verrundungsradien sowie der Stegbreiten der Rotorbarrieren werden sämtliche Geometriewerte des Rotors auf die Polweite normiert. Die Normierung ermöglicht die gute Vergleichbarkeit bei Variation der Polweite durch eine Änderung des Rotordurchmessers. Wenn die Parameter nicht normiert werden, ist die Barrierengeometrie nicht mehr linear unabhängig vom Durchmesser und es muss für jede Variation von D_r eine eigenständige Analyse durchgeführt werden. Durch diesen Schritt wird der Rechenaufwand also erheblich reduziert und eine Skalierung unabhängig vom Aufbau in weiten Bereichen zugelassen. Die Eingangswerte des Stators werden hingegen nicht auf die Polweite normiert, sondern auf die Nutteilung bezogen oder als Absolutwerte dargestellt. Auf die Auflistung der Parameter wird an dieser Stelle verzichtet. Das in dieser Arbeit entwickelte Vorgehen und die Entwurfsmethode gliedern sich in folgende Punkte:

1. Screening, Identifikation der Haupteffektvariablen
2. erste RSA mit den ersten 10 Haupteffekten
3. zweite RSA mit den Haupteffekten 11-20
4. dritte RSA mit den Haupteffekten des Rotors
5. RSA der Details

Basierend auf der analytischen Vorauslegung der Maschine aus Abschnitt 6.2 wurde in dieser Arbeit ein vollständig parametrierbares Modell aufgebaut. Die Versuchspläne wur-

Tabelle 6.4: Auswahl teilfaktorieller Versuchspläne mit jeweiliger Auflösung

Anz. der Variablen	Anz. der Versuche	Auflösung
3	8	voll
4	8	IV
5	16	V
6	16	IV
7	16	IV
8	16	IV
8	64	V
9	32	IV
15	32	IV

Tabelle 6.5: Teilfaktorielle Versuchspläne für flächenzentrierte RSA

Anz. der Variablen	Anz. der Durchläufe	Plan
3	20	voll
4	30	voll
5	32	halb
6	53	halb
7	88	halb
8	90	viertel
9	156	viertel
10	158	achtel

den mit **Minitab 17** erstellt und ausgewertet. Die daran anschließende Normierung und Übertragung in eine Versuchsliste wurde mit **MATLAB** durchgeführt. Die abschließende FE-Berechnung des Modells erfolgt in **JMAG**.

Im ersten Schritt, dem Screening, werden die potentiellen Einflussgrößen sondiert und die Haupteffekte analysiert. Dazu werden in einem zweistufigen Versuchsplan alle Geometrieparameter zeitgleich variiert. Da während des Screenings lediglich der Minimal- und Maximalwert eines jeden Parameters gewählt wird, kann nicht das exakte Effektverhalten abgebildet werden. Dieser Vorgang dient der Sortierung, Rangfolge, der Haupteffekte mit minimalem Aufwand. In zahlreichen Auslegungsvorgängen von RSM mit unterschiedlichen Anforderungen konnte mithilfe der erläuterten Normierung eine allgemeine Rangfolge der geometrischen Haupteffekte identifiziert werden [55].

Für die ausgelegten Maschinen werden die in Tabelle 6.6 aufgeführten Ausgangsvariablen genutzt. Zu jeder Ausgangsvariablen erhält jede Eingangsvariable einen Effektwert. Die

Tabelle 6.6: Ausgangsvariablen der SVP

Ausgangsvariablen	Einheit
Mittleres Drehmoment	Nm
Drehmomentwelligkeit	%
Kupfer- und Eisenverluste	W
Leistungsfaktor	

Werte werden dabei in einer gesamten Liste für alle Ausgangsvariablen zusammengefasst und nach Größe sortiert. Somit sind die Eingangsvariablen in diesem Fall mehrfach in der Liste enthalten und müssen aussortiert werden. Dazu werden, beim maximalen Effektwert beginnend, die nachfolgenden Werte mit der zugehörigen Eingangsvariablen gestrichen, sobald diese bereits in der Liste aufgetaucht sind. So ergibt sich eine neue Liste, in der die Eingangsvariable einmalig auftritt und gleichzeitig die Variablen des höchsten Werts am Anfang der Liste stehen. Die ermittelte Rangfolge ist für RSM gültig, solange die

Definition der Eingangs- und Ausgangsvariablen unverändert bleibt. Kommen neue Ausgangsvariablen hinzu, muss erneut der Screeningprozess durchlaufen werden. Hingegen können von Beginn an alle später erwünschten Ausgangsvariablen in Betracht gezogen, aber vorerst nicht berücksichtigt werden. Dadurch können während des Entwurfsprozesses die Anforderungen verändert werden, ohne ein erneutes Screening zu benötigen.

Nach Abschluss des Screenings wird gemäß der ermittelten Rangfolge die RSA durchgeführt. Hierzu werden Drei-Faktor-Versuchspläne mit flächenzentriertem Mittelpunkt gewählt und zur Reduktion der Versuchsanzahl teilfaktorielle Versuchspläne mit einer minimalen Auflösung von III betrachtet. In dieser Arbeit wurden zehn Eingangsvariablen mit einem Achtel-Versuchsplan, wie in Tabelle 6.5 aufgeführt, genutzt. Dies ergibt je Entwurfsschritt 158 Versuche, in denen zehn raumzentrierte Mittelpunkte, wie vereinfacht in Abbildung 6.8 gezeigt, enthalten sind. In der FE-Analyse sind die Ergebnisse der raumzentrierten Mittelpunkte folglich identisch und können zusätzlich auf einen Arbeitspunkt reduziert werden. Bei realen Experimenten sollte dies aufgrund von Messrauschen und Umwelteinflüssen nicht reduziert werden. Beim hier vorgestellten Vorgehen kann die Anzahl für einen Achtel-Versuchsplan mit zehn Eingangsvariablen auf 149 Versuche verkürzt werden. Die Ergebnisse der anschließenden FE-Analyse werden zur statistischen Auswertung in Minitab 17 zurückgeführt und in einer ANOVA und RSA verarbeitet.

Die ANOVA hilft die Ausgangsdaten zu bewerten und eventuelle Fehler in der Versuchsdurchführung und -planung zu erkennen. Zur Regression der RSA wird eine vollständig quadratische multiple lineare Regressionsgleichung mit der Methode kleinster Fehlerquadrate approximiert.

$$\hat{y} = \beta_0 + \sum_{i=1}^k \beta_i \cdot x_i + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^k \sum_{\substack{i=1 \\ j \neq i}}^k \frac{\beta_{ij}}{2} \cdot x_i x_j + \sum_{i=1}^k \beta_{ii} \cdot x_i^2 \quad (6.44)$$

Dabei sind β die Koeffizienten und x_i die Variablen der Regressionsgleichung der Prognose $\hat{y}$. Bei großer Variablenzahl k wird die Gleichung schnell sehr komplex, so dass eine Vereinfachung für die spätere Optimierung angestrebt wird. Eine Möglichkeit die Regressionsgleichung zu vereinfachen ist der Ausschluss einzelner Variablen mit geringem Einfluss. Dazu wurde in dieser Arbeit das Verfahren zur Rückwärtselimination gewählt, das anhand des Bestimmtheitsmaßes R^2 Variablen geringer Signifikanz ausschließt.

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^k (y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum_{i=1}^k (y_i - \bar{y})^2} \quad (6.45)$$

Bei der Auslegung elektrischer Maschinen werden unterschiedliche Ausgangswerte betrachtet und optimiert. Die Optimalpunkte der Regressionsgleichungen können dabei konträr sein. Durch Einführung der Gewichtung von Regressionsgleichungen kann die Summe

wunschgemäß optimiert werden. Dabei ist es hilfreich, den erreichbaren Maximalwert jeder einzelnen Regressionsgleichung zu bestimmen. Die resultierenden Eingangswerte dieser Extrempunkte sind in der Regel keine sinnvollen Auslegungsvarianten, da sämtliche Nebenbedingungen und weitere Ausgangsvariablen nicht beachtet werden. Jedoch lässt sich anhand dessen eine ausgewogene Gewichtung leichter einordnen und bestimmen. Nachdem die Maximalwerte der einzelnen Gleichungen bekannt sind, wird mit der Gewichtung ein Optimum des SVP-Durchlaufs ermittelt und als Startwerte des nächsten Durchlaufs festgelegt. Die Summe der partiellen Ableitung von Vorhersage $\hat{y}_j$ nach den Haupteffektvariablen x_i wird dabei auf den maximalen Betrag der Vorhersage aller Versuche normiert und mit einer Gewichtung w_j multipliziert.

$$0 \stackrel{!}{=} \sum_j \frac{w_j}{\max(|Y_1| \dots |Y_n|)} \cdot \frac{\partial \hat{y}_j}{\partial x_i} \quad (6.46)$$

Zu diesem Zeitpunkt können die Optimierungskriterien und Gewichtungen beliebig variiert werden ohne neue FE-Berechnungen durchführen zu müssen. Nachdem der beschriebene Prozess für alle Haupteffekte durchlaufen ist, wird ein weiterer Durchlauf der SVP für die Haupteffekte des Rotors vorgenommen. Abschließend bestimmt die RSA der Details den finalen Entwurf der RSM.

6.3.3 Fallbeispiel einer Reluktanz-Synchronmaschine mit konzentrierter Wicklung

In diesem Abschnitt wird ein Fallbeispiel für den zuvor beschriebenen Auslegungsprozess erläutert und die Ergebnisse werden diskutiert. Abschließend werden die Auslegungsergebnisse mit Messdaten des aufgebauten Prototyps abgeglichen.

Für die Anwendung eines Direktantriebs wird die Form eines Scheibenläufers gewählt, da die erzeugte Luftspaltkraft bei großem Rotordurchmesser in ein hohes Drehmoment umgesetzt werden kann. Hingegen erfordern Bauformen mit einem Durchmesser-Längen-Verhältnis von $D_s/l_{\text{akt}} \leq 1,5$ eine überproportionale Aktivlänge zur Erzeugung des geforderten Drehmoments. Neben der Aktivlänge ist der Wickelkopfüberhang entscheidend für die Gesamtlänge und das Volumen des Aufbaus, so dass in diesem Fallbeispiel konzentrierte Wicklungen für die Auslegung der RSM verwendet werden. Das Anforderungsprofil der als hochpolige Torquemotoren, mit hohem Drehmoment und niedriger Drehzahl, entworfenen Maschinen ist in Tabelle 6.7 zusammengefasst. Dabei werden die geometrischen Eckdaten des Rotordurchmessers und der Stapellänge für die Maschinen identisch vorgegeben. Fertigungsbedingt ist eine minimale Luftspaltlänge von $\delta_{\text{ls}} = 0.4 \text{ mm}$ festgelegt.

Basierend auf den in Abschnitt 6.1 beschriebenen Faktoren werden drei RSM, im Folgenden als M2, M3 und M4 bezeichnet, mit konzentrierter Wicklung verglichen. Die Vorauslegung erfolgt anhand der in Abschnitt 6.2 beschriebenen analytischen Gleichungen und einer anschließenden SVP-Optimierung aus Abschnitt 6.3.2.

Auswahl der Wicklungskonfiguration

Zuerst werden, wie im Entwurfsprozess in Abbildung 6.1 dargestellt, die Konfigurationen der Statorwicklung ausgewählt. Hierzu werden Konfigurationen mit einem hohen Produkt aus Wicklungs- und Drehmomentfaktor hinzugezogen. Alle Wicklungskonfigurationen werden daher mit identischer Polzahl ausgeführt, so dass ein direkter Vergleich möglich ist. Für M2 wird eine Wicklung mit $N_s = 12$ und $p = 5$ gewählt. Zur Nutzung in RSM ist diese Konfiguration aufgrund des hohen Streuflussfaktors und des geringen Drehmomentfaktors nur bedingt geeignet und wird der Vollständigkeit halber betrachtet, da diese in Synchronmaschinen verbreitet ist.

Des Weiteren wird für M3 eine Statorwicklung mit $N_s = 15$ und $p = 5$ gewählt. Die Grundkonfiguration dieser Auswahl wurde bereits häufig für RSM mit konzentrierten Wicklungen verwendet und evaluiert [56], [57], [42]. Insbesondere die hohe Drehmomentwelligkeit von bis zu 90 % und der geringe Leistungsfaktor stellen einen erheblichen Nachteil dar. Im Vergleich zu anderen Wicklungskonfigurationen erreicht diese jedoch eine hohe Drehmomentausbeute der RSM. Die Faktoren der Wicklungsanordnung von M3 können Tabelle 6.1 entnommen werden.

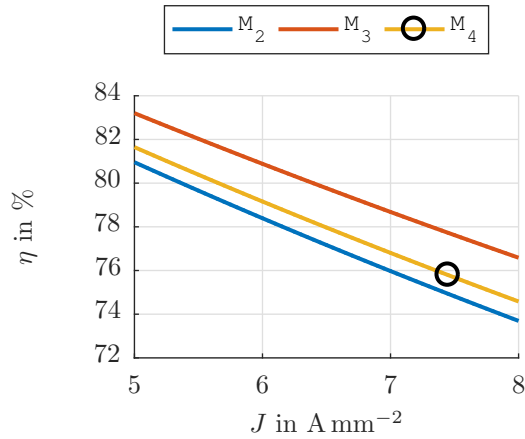
Demgegenüber wird die Wicklungskonfiguration für M4 basierend auf der neuen Anordnung mit $N_s = 18$ und $p = 5$ aus Abschnitt 6.1 gestellt. Diese Konfiguration erreicht trotz konzentrierter Wicklung eine geringe Drehmomentwelligkeit und senkt den Anteil des Streuflusses erheblich, so dass ein höherer Leistungsfaktor zu erwarten ist. Dadurch sinkt der Aufwand der installierten Scheinleistung des FU und kann unter Umständen auch die Systemkosten reduzieren. Da an dieser Stelle keine Kostenanalyse aufgrund der vielfältig verfügbaren FU-Systeme und Hersteller durchgeführt wird, dient nur der Leistungsfaktor als Bezugsmaß.

Analytische Vorauslegung

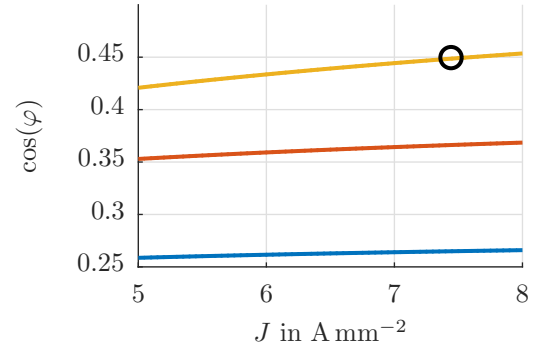
In der analytischen Vorauslegung können die drei Maschinen aufgrund der Vorgabe des Rotordurchmessers und der Aktivlänge ohne Skalierung direkt miteinander verglichen werden. Als variable Eingangsparameter sind die Konfiguration, die Stromdichte der Statorwicklung und die Luftspaltlänge gewählt. Ein Auszug aus der Berechnung ist um den

Tabelle 6.7: Anforderungen des Maschinenentwurfs an M2, M3 und M4

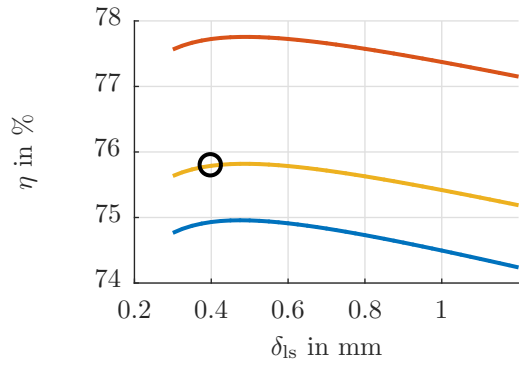
Rotordurchmesser	150 mm
Stapellänge	50 mm
Luftspaltlänge	≥ 0.4 mm
Aussenleiterspannung	400 V
Nenndrehzahl	550 U/min
Nutfüllfaktor	≤ 0.52



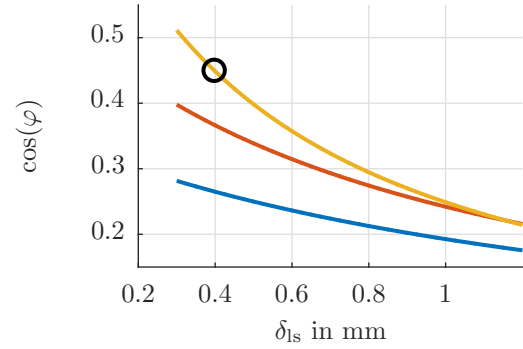
(a) Verlauf des Wirkungsgrads über die Stromdichte



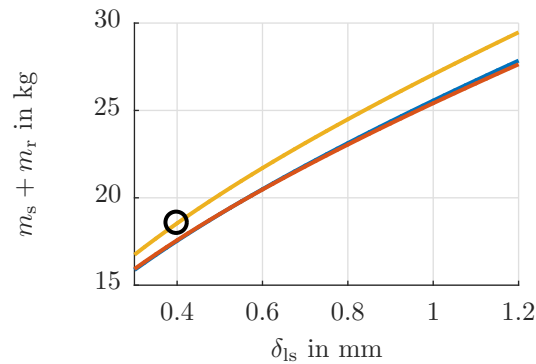
(b) Verlauf des Leistungsfaktors über die Stromdichte



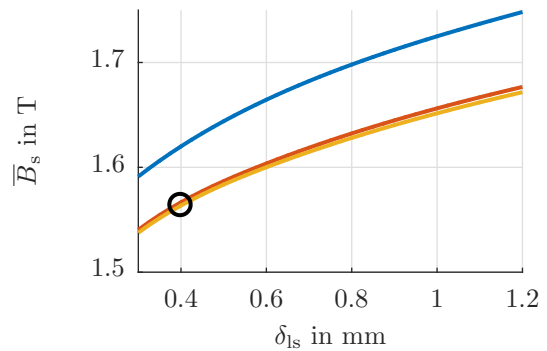
(c) Verlauf des Wirkungsgrads über der Luftspaltweite



(d) Verlauf des Leistungsfaktors über der Luftspaltweite



(e) Verlauf der Gesamtmasse über der Luftspaltweite



(f) Verlauf der mittleren Flussdichte im Statorzahn über der Luftspaltweite

Figure 6.9: Auszug aus dem Optimierungsergebnis der analytischen Vorauslegung mit den drei Vergleichsmaschinen

Arbeitspunkt der vom Optimierer ausgewählten Maschine in den Abbildungen 6.9 gezeigt. Der markierte Punkt definiert die resultierende Maschine, welche für alle Auswahlkriterien den höchsten Erfüllungsgrad aufweist. Als Auswahlkriterien des Optimierers wurden in diesem Fall das Maximum des Leistungsfaktors und des Drehmoments sowie ein minimales Bauvolumen und Gewicht gewählt. Der minimale Wirkungsgrad ergibt sich aus der thermisch abzuführenden Leistung bei einer angenommenen Luftkühlung des Stators. Die thermische Auslegung wurde in dieser Arbeit mittels MOTORCAD durchgeführt und zuvor anhand verschiedener Messungen weiterer Maschinen validiert. Für den hier beschriebenen Entwurfsprozess stellt dies keine Neuerung dar, so dass die Berechnungen nicht näher erläutert werden.

In den Abbildungen 6.9a und 6.9b sind Wirkungsgrad und Leistungsfaktor über die Stromdichte bei konstanter Luftspaltweite des Optimums dargestellt. Da es sich bei den Maschinen um Langsamläufer handelt, ist die niedrige Statorfrequenz einerseits ursächlich für die geringen Eisenverluste, aber auch für den geringen Wirkungsgrad. Dieser fällt linear zum Anstieg der Stromdichte und den dominierenden Kupferverlusten. Der Leistungsfaktor in Abbildung 6.9b steigt hingegen durch die geringere resultierende Nuttiefe h_{s1} bei steigender Stromdichte proportional an. Zudem bestätigt sich in dieser Grafik der gravierende Unterschied des Streuflussfaktors, so dass der Scheinleistungsbedarf von M2 um ca. 75 % und von M3 um ca. 19 % höher als bei M4 ausfällt.

Die Abbildungen 6.9c bis 6.9f zeigen Wirkungsgrad, Leistungsfaktor, Gesamtmasse der Maschinen und die mittlere Flussdichte im Statorzahn bei konstanter Stromdichte der als Optimum gewählten Maschine. Die Luftspaltweite wird variiert. Da in den analytischen Gleichungen die mittlere Luftspaltflussdichte vorgegeben und konstant gehalten wird, steigt die Windungszahl bei größerem Luftspalt zur Kompensation des Streuflusses an. Durch den Anstieg der Windungszahl vergrößert sich die Induktivität aus Gleichung (6.27) und Gleichung (6.28), so dass resultierendes Drehmoment und Leistung ebenso steigen. Die optimierte Maschine erreicht nicht das Drehmomentmaximum unter Berücksichtigung aller Kriterien, da weitere Faktoren wie die Erhöhung der Leistungsdichte überwiegen. Somit ist der Wirkungsgrad geringfügig unterhalb des Maximums der Maschine M4 und liegt zwischen den Wirkungsgradkurven von M2 und M3. Diese Einordnung kann unter Berücksichtigung der Faktoren aus Abschnitt 6.1 erläutert werden, da der Wicklungsfaktor geringer als bei den Vergleichskonfigurationen ist, der Drehmomentfaktor hingegen den höchsten Wert erreicht. Die Auswahl erzielt jedoch das erreichbare Minimum der Maschinenmasse und der mittleren Flussdichte im Zahn in Abbildung 6.9e und 6.9f. Der Leistungsfaktor sinkt hingegen signifikant bei Vergrößerung der Luftspaltlänge aufgrund des dadurch erhöhten Streuflusses und folglich erhöhten Streuinduktivität. Bei Luftspaltlängen $\delta_{ls} \geq 1$ mm überwiegt der Streufluss im Luftspalt, so dass der Leistungsfaktor von M3 und M4 gegen den gleichen Wert konvergieren. Dies zeigt, dass für eine kompakte RSM mit konzentrierten Wicklungen eine minimale Luftspaltlänge unbedingt notwendig ist. Der Vorteil eines höheren Leistungsfaktors der neuen Wicklungskonfiguration von M4 kann für $\delta_{ls} \leq 1$ mm ausgenutzt werden. Das Ergebnis der analytisch berechneten Parameter ist für die ausgewählte Maschine M4 in Tabelle 6.8 zusammengefasst.

Detailauslegung mit statistischer Versuchsplanung

Ausgehend von den analytisch errechneten Geometriewerten und elektrischen Daten wird nun die Detailauslegung mit SVP für die Maschine M4 zusammengefasst. Grundlage der Auslegung ist eine Rotorstruktur mit drei Barrieren, in der die äußerste Barriere als Aus-

Tabelle 6.8: Ergebnis der analytischen Vorauslegung von M4

Bezeichner	Variable	Wert
Nenndaten		
Stromdichte	J	7.45 A mm^{-2}
Nennstrom	i	12.93 A
max. Drehmoment	T_m	40.98 Nm
Wirkungsgrad	η	75.8 %
Leistungsfaktor	$\cos(\varphi)$	0.41
Leistung	P_m	2.36 kW
elektrische Auslegung		
Windungszahl je Phase	w	776
Drahtdurchmesser	D_{cu}	1.25 mm
Streuinduktivität	L_σ	44.5 mH
Längsinduktivität	L_d	118.0 mH
Querinduktivität	L_q	49.1 mH
Kupferverluste	P_{cu}	692.7 W
Eisenverluste	P_{fe}	39.0 W
Phasenwiderstand	R_s	2.76Ω
Geometrie		
Statordurchmesser	D_s	250.7 mm
Rotordurchmesser	D_r	150 mm
Stapellänge	l_{akt}	50 mm
Luftspaltlänge	δ_{ls}	0.4 mm
Nutttiefe	h_{s1}	32.6 mm
Jochbreite	l_J	17.0 mm
Blechdicke	d	0.5 mm
Wickelkopfüberstand	$l_{wk,l}$	12.6 mm
Masse und Volumen		
Statormasse	m_s	13.9 kg
Rotormasse	m_r	4.3 kg
Volumen	V	3.6 L

schnitt ausgebildet wird. Der Ausschnitt verringert den Streufluss zwischen den Statorzähnen der konzentrierten Wicklung, so dass sich die gewählte Struktur im Gegensatz zu verteilten Wicklungen positiv auswirkt. Die Fertigung durch Stanzen und auch Lasern der Elektrobleche erfordert minimale Abstände und Radien, so dass sämtliche Ecken durch Verrundungen ersetzt werden. Daher ist auch die Barrierenanzahl auf drei begrenzt, da sonst Fertigungsvorgaben unterschritten würden. Bei größerer Polweite ist eine Steigerung der Barrierenanzahl empfehlenswert. Ein Vergleich von Strukturen und Effekten der Auslegungsgewichtung ist in [58] dargestellt. Die Statorzähne sind mit parallelen Kanten entlang der Nuttiefe ausgeführt, so dass die Nutfläche konisch zuläuft. Zudem werden im Fall der konzentrierten Wicklung in dieser Arbeit keine Polschuhe an den Statorzähnen verwendet, damit während der Fertigung vorgefertigte orthozyklische Zahnspulen aufgeschoben werden können. Dadurch wird ein hoher Nutfüllfaktor erreicht und auch der Streufluss zwischen den Statorzähnen reduziert.

Die Versuchsplanung erfolgt mit je zehn Haupteffektvariablen, so dass insgesamt 149 Modelle je Versuchsreihe berechnet werden. Die aus der FE-Simulation zurückgeführten Ergebnisse werden nach Auswertung und Erstellen der Regressionsgleichungen zur Optimierung genutzt. Beispielhaft wurden Eisenverluste, Leistungsfaktor und mittleres Drehmoment als Antwortvariablen der RSA gewählt. Die Extremwerte der jeweiligen Regressionsgleichungen sind in Abbildung 6.10 als resultierende Rotorquerschnitte dargestellt. Dabei wurden die Eisenverluste der Regressionsgleichung minimiert, Abbildung 6.10a, und der Leistungsfaktor und das mittlere Drehmoment in Abbildungen 6.10b und 6.10c maximiert. Diese spiegeln die erreichbaren Extremwerte des untersuchten Bereichs der Eingangsvariablen wieder, so dass eine daraus resultierende Geometrie unterhalb der Maxima und oberhalb der Minima liegen muss. Bei Normierung der Antwortvariablen auf das Maximum und bei gleichmäßiger Gewichtung der Regressionsgleichungen wird der Geometriequerschnitt aus Abbildung 6.10d bestimmt. Die Kenndaten der Querschnitte dieses ersten Durchlaufs sind in Tabelle 6.9 zusammengefasst. Für den weiterführenden Maschinenentwurf wurde der Querschnitt des maximalen Drehmoments gewählt, da dieser einen hohen Leistungsfaktor und ein hohes Drehmoment bei geringer Welligkeit erreicht. In den anschließenden Detailauslegungen der übrigen Eingangsparameter wurden weitere RSA-Durchläufe mittels SVP in der Reihenfolge gemäß des ermittelten Screenings durchgeführt. Das Ergebnis des finalen Maschinenentwurfs ist in Abbildung 6.11 gezeigt. Dazu wurden das Drehmoment, der Leistungsfaktor und Wirkungsgrad maximiert sowie die

Tabelle 6.9: Kenndaten der ersten SVP nach Optimierung der Antwortvariablen mit Rotorquerschnitten aus Abbildung 6.10

Kriterium	P_{fe}	$\cos(\varphi)$	T_m	T_m/P_{fe}	ΔT_m
min. P_{fe}	14.0 W	0.376	26.0 Nm	1.86 Nm/W	31.2 %
max. $\cos(\varphi)$	22.7 W	0.420	33.2 Nm	1.46 Nm/W	20.1 %
max. T_m	27.7 W	0.409	38.6 Nm	1.39 Nm/W	6.0 %
max. $T_m, \cos(\varphi)$	23.1 W	0.417	36.9 Nm	1.60 Nm/W	11.3 %

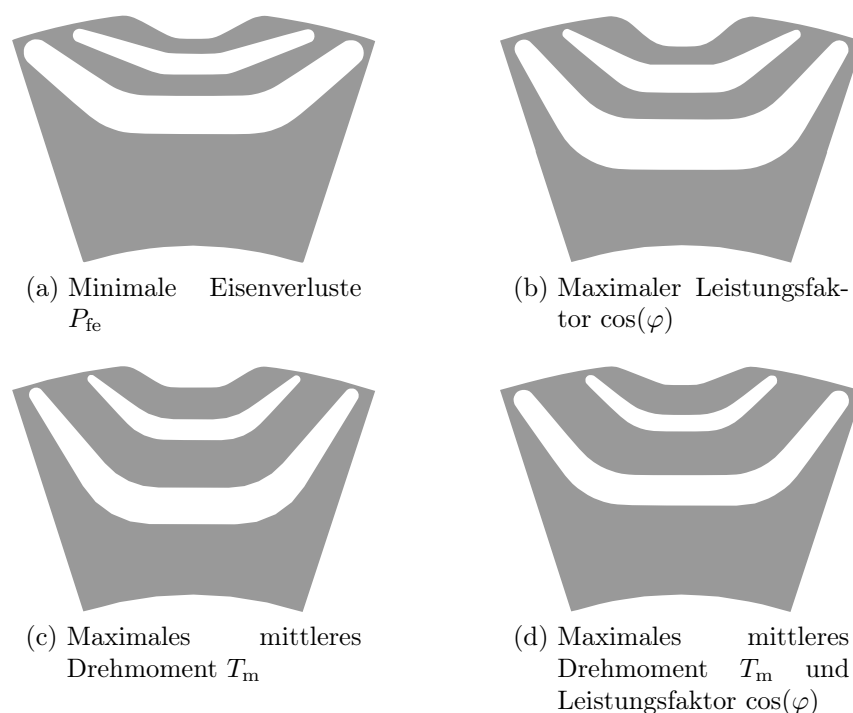


Figure 6.10: Resultierende Rotorquerschnitte bei unterschiedlichen Optimierungskriterien

Drehmomentwelligkeit als auch die anfallenden Verluste minimiert. Zudem sind die elektrischen Parameter der Maschinen an die geforderte Nenndrehzahl von 550 U/min und die verkettete Spannung von 400 V angepasst worden. Die Übersicht der finalen Maschinengeometrie und Kenndaten ist in Tabelle 6.10 zusammengestellt. Die Abweichungen gegenüber den Daten aus Tabelle 6.8 sind aufgrund der zuvor unbekannten Rotorstruktur zu erwarten. Trotzdem kommen diese der Vorauslegung sehr nahe, obwohl eine große Parameteranzahl variiert wurde und die Rotorstruktur stark abhängig von der Barrierenanzahl und -form ist.

Aufbau und Vermessung

Zur Validierung der neuen RSM mit konzentrierter Wicklung und zum Abgleich der Berechnungen wurde die Maschine M4 als Prototyp aufgebaut und vermessen. Der Aufbau des Stators mit der dreilagigen Wicklung ist in Abbildung 6.12a und des beidseitig gelagerten Rotors in Abbildung 6.12b als Einbausatz ohne Gehäuse gezeigt. Die Einsparungen der Kühlrippen sind für die Kühler vorgesehen, so dass bei der radialen Struktur die Luft eingeblasen werden kann. Der Prüfstandsaufbau des Einbaumotors ist in Abbildung 6.12c abgebildet. Als Last dient eine Asynchronmaschine mit 18 kW und einer Nenndrehzahl von $n = 4000$ U/min. Der Prüfling wurde durch den LFU 1 gespeist und mit dem Echtzeit-Regelungssystem MicroLabBox von dSPACE (MicroLabBox) geregelt. Das Zimmer Leistungsmessgerät 500 (LMG 500) und die Drehmomentmesswelle FLFM1

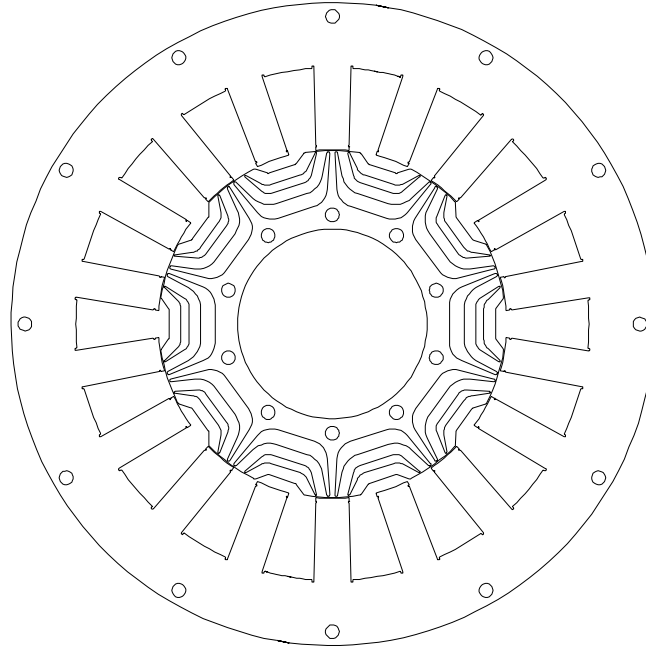


Figure 6.11: Finaler Maschinenentwurf M4

mit 50 Nm von Atesteo (FLFM1-50) übermittelt die Messdaten an den Expert-Logger zur Aufzeichnung. Die Kenndaten des Prüflings wurden durch Kennfeldmessungen bei Variation der Stromamplitude und des Vorsteuerwinkels durchgeführt.

Die Ergebnisse des Drehmomentverlaufs und der Strangspannung über den Vorsteuerwinkel sind in Abbildung 6.13a und Abbildung 6.13b gezeigt. Das maximale Drehmoment

Tabelle 6.10: Auslegungs- und Messergebnisse der RSM M4

Bezeichner	Variable	finale Auslegung	Messung	Anpassung an Schnittkante
Nennstrom	i	12.93 A	12.93 A	12.93 A
max. Drehmoment	T_m	40.95 Nm	39.17 Nm	39.02 Nm
Wirkungsgrad	η	75.7 %	73.2 %	75.2 %
Leistungsfaktor	$\cos(\varphi)$	0.47	0.42	0.46
Leistung	P_m	2.36 kW	2.26 kW	2.25 kW
Eisenverluste	P_{fe}	32.1 W	34.6 W	31.2 W
Statordurchmesser	D_s	257.0 mm	256.96 mm	256.96 mm
Rotordurchmesser	D_r	150.0 mm	150.0 mm	150.0 mm
Luftspaltlänge	δ_{ls}	0.40 mm	0.42 mm	0.42 mm
Nuttiefe	h_{s1}	35.50 mm	35.50 mm	35.50 mm
Jochbreite	l_J	17.60 mm	17.58 mm	17.58 mm

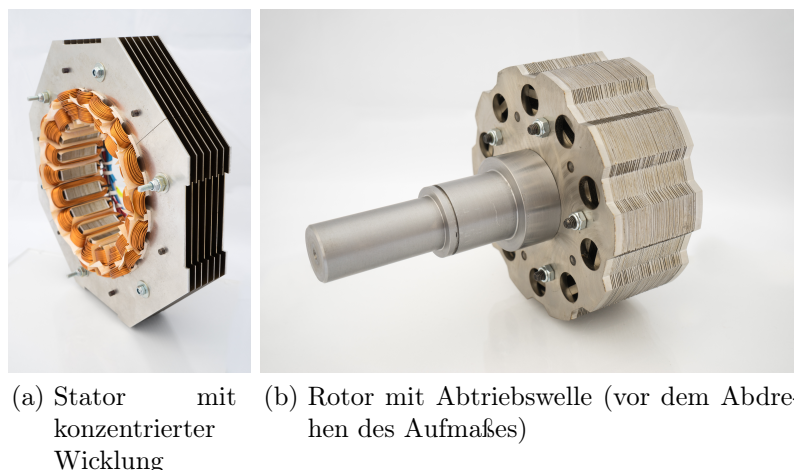


Figure 6.12: Stator und Rotor des Prototyps sowie dessen Prüfaufbau

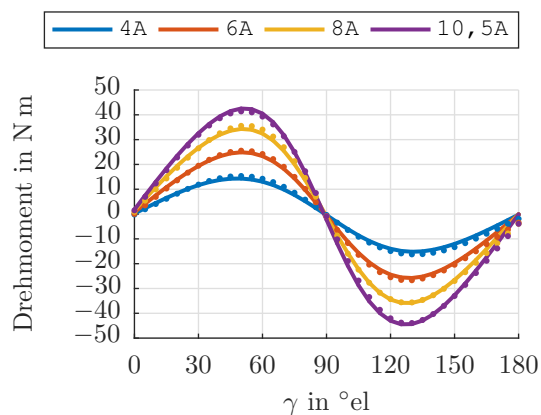
bei Nennstrom wird mit einem Vorsteuerwinkel von $\gamma = 52.5^\circ$ erreicht, so dass daraus bereits der hohe Blindstrombedarf abgeschätzt werden kann. Bei großem Induktivitätsverhältnis tendiert der Vorsteuerwinkel des Maximums gegen $\gamma = 90^\circ$, kann dies jedoch niemals erreichen. Grund dafür ist die benötigte Erregung der Maschine durch den Stator sowie der hohe Streuflussanteil konzentrierter Wicklungen.

In Abbildung 6.13c und Abbildung 6.13d ist der Induktivitätsverlauf über den Strom der Achse bei unterschiedlichen Stromamplituden der jeweils anderen Achse aufgetragen. Erwartungsgemäß fällt die Sättigung der Induktivität L_d besonders stark aus, hingegen ist die Induktivität L_q fast konstant über den Strom der eigenen Achse.

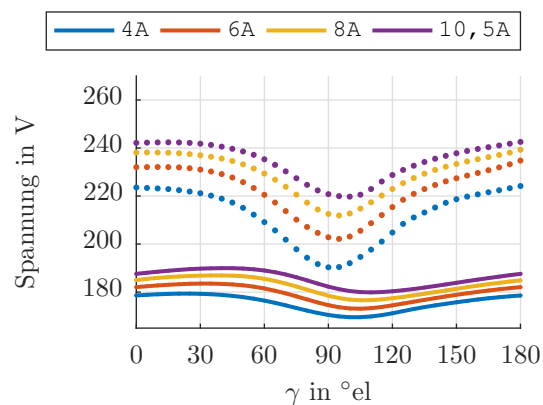
Im Wirkungsgradkennfeld in Abbildung 6.13e wird eine maximale Effizienz von $\eta = 80\%$ und $\eta = 73.2\%$ im Nennpunkt erreicht, so dass gegenüber der Vorauslegung eine Abweichung von $\leq 2.6\%$ auftritt. Der Leistungsfaktor liegt in Abbildung 6.13f ebenfalls unterhalb des Erwartungswerts und wurde daher eingehend untersucht. Nach detaillierter Prüfung konnte eine Abweichung im Fertigungsprozess ausgemacht werden, bei dem die gelaserten Elektrobleche einen konstant innenliegenden Versatz der Schnittkante von

ca. 0.02 mm aufwiesen. Daher sind z.B. die Statorzähne schmaler, der Luftspalt größer und das Statorjoch dünner als zuvor berechnet. Dieser Versatz wurde in der Fertigung nicht exakt kompensiert, so dass ein geringeres Drehmoment und ein vergrößerter Streufluss auftreten. Der Rotordurchmesser entspricht dem Nennmaß, da ein vorgesehenes Aufmaß nach Montage abgedreht wurde.

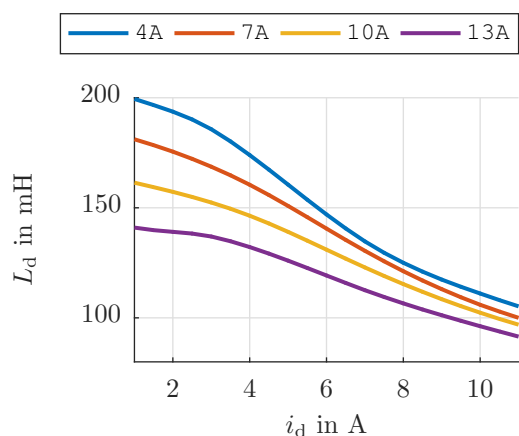
Zur Überprüfung wurden die Kenndaten der Maschine mit Versatz der Schnittkante erneut berechnet. Die Ergebnisse zeigen eine gute Deckung mit den theoretischen Werten und sind für die vorgesehene Auslegung, die Messung und Anpassung der Schnittkante zur Prüfung der Simulationsergebnisse in Tabelle 6.10 zusammengefasst.



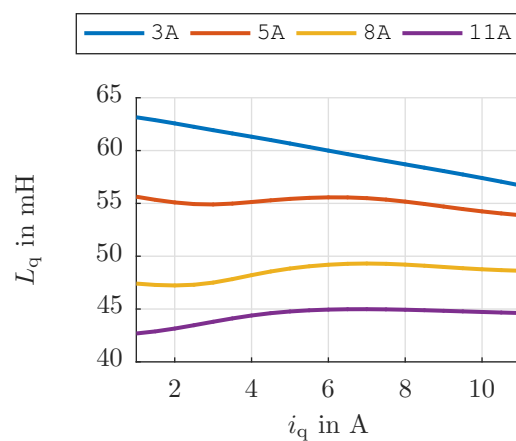
(a) Drehmomentverlauf über den Vorsteuerwinkel bei $n = 100$ U/min (durchgezogene Linie) und $n = 400$ U/min (gestrichelte Linie)



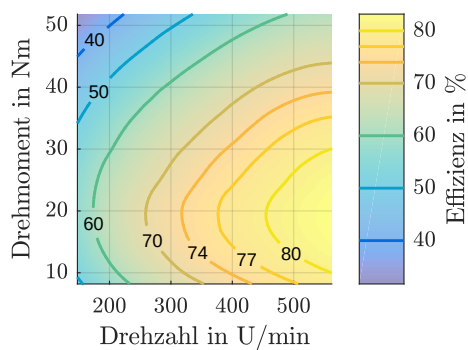
(b) Spannungsverlauf über den Vorsteuerwinkel bei $n = 100$ U/min (durchgezogene Linie) und $n = 400$ U/min (gestrichelte Linie)



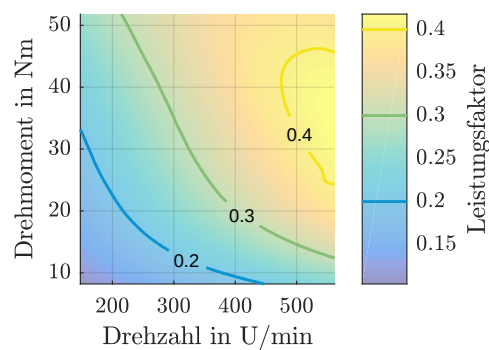
(c) Sättigungsverlauf der Längsinduktivität



(d) Sättigungsverlauf der Querinduktivität



(e) Wirkungsgradkennfeld



(f) Kennfeld des Leistungsfaktors

Figure 6.13: Messdaten der Maschine M4

6.4 Zusammenfassung des elektromagnetischen Entwurfs

In diesem Kapitel wurde eine Methodik zur Auslegung von RSM vorgestellt. Zur Auswahl der Statorwicklung wurden drei entscheidende Bewertungsfaktoren erläutert. Der Wicklungs- und Streuflussfaktor ist bei herkömmlichen Maschinen ausschlaggebend für die Wahl der Konfiguration. Neben dem Wicklungsfaktor ist bei RSM der in dieser Arbeit neu eingeführte Drehmomentfaktor von besonderer Bedeutung. Insbesondere bei konzentrierten Wicklungen lässt sich mit Hilfe dieses Faktors die Polausprägung und damit die spätere Drehmomentausbeute einer Maschine vorhersagen, ohne komplexe FE-Berechnungen durchführen zu müssen. In diesem Kapitel wurden die drei Faktoren für alle konzentrierten Wicklungen mit bis zu 18 Statorzähnen berechnet. Hierzu wurden neue Wicklungskonfigurationen aus zwei gegeneinander verschobenen Systemen mit unterschiedlicher Windungszahl ausgewertet. Die daraus hervorgehende neue Statorwicklung mit $N_s = 18$ und $p = 5$ zeigt gegenüber bekannten Statorwicklungen gute Eigenschaften und Faktoren, so dass dadurch der Aufbau einer RSM mit konzentrierten Wicklungen sinnvoll möglich wird.

Im Anschluss wurden analytische Gleichungen zur zeiteffizienten Berechnung und Bewertung in einem iterativen Verfahren hergeleitet und zusammengestellt. Ein Optimierer sondiert die in Matrizen berechneten Maschinen und schlägt eine Auswahl zum Erreichen der Zielgrößen vor. Somit lassen sich tausende RSM mit konzentrierter und verteilter Wicklung zeitgleich berechnen und sehr zeiteffizient vergleichen.

Anschließend wurde die Methode der statistischen Versuchsplanung zur Detailauslegung von RSM vorgestellt. Neben einer kurzen Einführung in das Verfahren wurde das exakte Vorgehen und die Besonderheiten in Bezug auf den Maschinentyp beschrieben. Ausgehend von einer Normierung aller Geometrievariablen auf die Polweite bzw. Statornutteilung wurde das Screening zur Identifikation der Haupteffektvariablen genutzt, welche in der anschließenden Antwortflächenanalyse zur Detailauslegung Verwendung finden. Durch die in der RSA berechneten Regressionsgleichungen der Haupteffekte können die Anforderungen der Ausgangsvariablen beliebig angepasst werden, ohne erneute Modellberechnungen durchführen zu müssen. Zudem wird die Anzahl der Versuche bzw. Modelle auf ein Minimum reduziert, ohne an Informationsgehalt zu verlieren. Aufgrund der statistischen Versuchsplanung sind die Haupteffektvariablen orthogonal, so dass in jedem Versuch mehrere Variablen zeitgleich variiert und in der Regressionsrechnung extrahiert werden können. Diese Methodik führt zu einer tiefen Kenntnis des vorliegenden Optimierungsraumes und lässt eine analytische Optimierung mithilfe von gewichteten Regressionsgleichungen zu. Das Optimum ist zudem innerhalb des Optimierungsraumes, anhand der Regression im Gegensatz zu genetischen Algorithmen oder Schwarmsuchverfahren, eindeutig berechenbar. Insgesamt werden in dieser Arbeit zur gesamten Auslegung der Synchronmaschine 745 Modellrechnungen benötigt. Dadurch wird der Entwurfsprozess erheblich beschleunigt und ein eingehendes Verständnis des jeweiligen Optimierungsproblems erlangt. Hinzukommt, dass sich das Verfahren nicht nur auf numerische Werte beschränkt, sondern

auch nicht-stetige Variationen von Kategorien, z.B. Wicklungskonfigurationen oder Innen- und Außenläufer, vorgenommen werden können.

Zur Veranschaulichung wurde die ganzheitliche Entwurfsmethodik anhand des Applikationsbeispiels einer RSM als Direktantrieb in Form eines Scheibenläufers mit konzentrierter Wicklung vorgestellt. Die Maschine erreicht bei den Geometrieanforderungen ein hohes Drehmoment und einen, für konzentrierte Wicklungen, hohen Leistungsfaktor. Trotz der geringen Nenndrehzahl kann ein akzeptabler Wirkungsgrad erreicht werden, welcher aufgrund hoher Anforderungen an die Drehmomentdichte limitiert ist. Die neue Wicklungsanordnung erreicht zudem eine für RSM sehr geringe Drehmomentwelligkeit von $\leq 8.9\%$. Abschließend wurde ein Prototyp aufgebaut und vermessen. Die aufgenommenen Messdaten der Maschinenparameter und Kennfelder wurden erläutert und analysiert. Die auftretenden Abweichungen konnten auf einen nicht kompensierten Versatz der Schnittkante des Lasers zurückgeführt werden, wodurch die Elektrobleche entlang der Schnittkante verjüngt wurden. Diese Abweichung wurde hierzu im Modell angepasst und erneut berechnet, so dass die Ursache nachgewiesen werden konnte. Bei exaktem Schnitt kann bei der hier vorgestellten Methode von den berechneten Daten ausgegangen werden.

7 Reluktanz-Synchronmaschine mit geringer Drehmomentwelligkeit

In diesem Kapitel wird eine RSM mit verteilter Wicklung anhand eines neuen Verfahrens zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit mit asymmetrischer Rotorstruktur beschrieben [59]. Der Ansatz asymmetrischer Rotorbarrieren ermöglicht eine signifikante Reduktion der Drehmomentwelligkeit mit nur einem Rotorquerschnitt und ohne Schrägung des Rotors bzw. des Stators. Zudem bleiben die Maschinenkennndaten und das mittlere Drehmoment der Maschine weitgehend unbeeinflusst. Dadurch kann das Verfahren zur Welligkeitsreduktion nach dem Entwurf der Maschinen ohne Einschränkung angewendet werden. Ausgehend von einer kurzen Übersicht der Anforderungen an den Entwurf wird die Detailauslegung zusammengefasst und danach die Reduktion der Drehmomentwelligkeit erläutert. Weiterhin wird der Aufbau des Prototypen erläutert und die Ergebnisse der Maschinenvermessung werden diskutiert. Abschließend folgt eine Zusammenfassung des Kapitels.

7.1 Anforderungen und Auslegung

Für die nicht näher benannte Applikation wird eine Maschine im Überlastbetrieb betrachtet. Dabei wird ein maximales Drehmoment von 20 Nm für einen Zeitraum von mindestens 10 s gefordert. Weiterhin muss der Antrieb für ≥ 450 s Nennmoment liefern und darf dabei die Maximaltemperatur der Statorwicklung von 180 °C nicht überschreiten. Das Gehäuse der Maschine wird als Glattmantel ausgeführt, so dass abgesehen von natürlicher Konvektion keine aktive Kühlung stattfindet. Aufgrund der Vorgaben an Bauraum und elektrischer Eckdaten aus Tabelle 7.1, können innerhalb dieses Parameterfeldes der Rotordurchmesser, die Rotorstruktur und die Statoranordnung gewählt werden. Die Wahl der Stator- und Rotorzahnzahl hat dabei einen entscheidenden Einfluss auf die resultierende Drehmomentwelligkeit der Maschine. Daher werden in dieser Arbeit zwei 4-polige Maschinen mit je $N_s = 36$ und $N_s = 24$ Statornuten betrachtet. Die Maschinen werden nachfolgend mit M5 und M6 bezeichnet. Die Rotoren verfügen für beide Maschinen über vier Barrieren mit geschlossener Oberfläche, d.h. ohne Ausschnitt am Luftspalt. Ausgehend von den zwei gewählten Konfigurationen und den Anforderungen an die Maschine wurde mittels OFAT-Optimierung von Stator- und Rotorgeometrie die Drehmomentdichte zunächst ohne Berücksichtigung der Drehmomentwelligkeit maximiert. Hierzu wurde von einer U-förmigen Barrierenstruktur mit äußeren Barrieren identischer Weite ausgegangen.

Tabelle 7.1: Anforderungen an den Maschinenentwurf

Statordurchmesser	115 mm
Stapellänge	90 mm
Luftspaltlänge	≥ 0.4 mm
Nennmoment für ≥ 450 s	12.5 Nm
Maximalmoment für ≥ 10 s	20 Nm
Drehmomentwelligkeit	≤ 2.5 %
max. Stromdichte	25 A mm^{-2}
Aussenleiterspannung	320 V
Nenndrehzahl	2200 U/min
Nutfüllfaktor	≤ 0.395
Temperaturklasse	220 °C

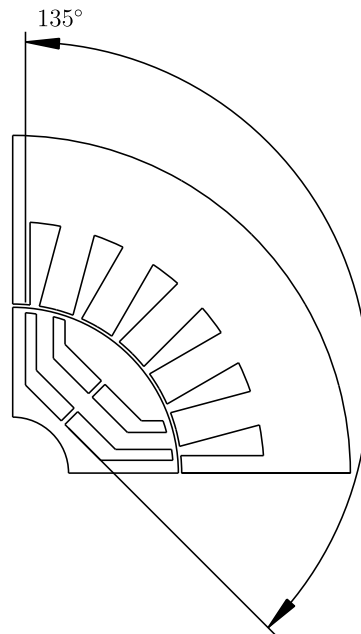


Figure 7.1: Beispielmotor mit zwei Flussbarrieren und U-Struktur

Die innerste Barriere ist hingegen aufgeweitet, so dass sich der magnetische Widerstand vergrößert und ein höheres Induktivitätsverhältnis erreicht werden kann [60]. Die Barrierenposition und deren dimensionale Ausprägung wurden ebenso variiert, wie auch die Geometrie des Stators. Die Vorauslegung und elektromagnetische Berechnung erfolgte in SPEED und JMAG. Auf die detaillierte Beschreibung der Auslegung wird an dieser Stelle verzichtet, da die Reduktion der Drehmomentwelligkeit im Fokus dieser Arbeit steht. Die Auslegungsergebnisse der betrachteten Konfigurationen M5 und M6 sind in Tabelle 7.2 zusammengefasst und bilden die Grundlage des nachfolgenden Verfahrens zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit mit asymmetrischer Rotorstruktur.

Tabelle 7.2: Auslegungsergebnisse von M5 und M6

	Variable	M5	M6
Nenndaten			
Stromdichte	J	15.24 A mm ⁻²	15.74 A mm ⁻²
Nennstrom	i	15.17 A	14.47 A
Nennmoment	T_{el}	12.9 Nm	12.40 Nm
Drehmomentwelligkeit	ΔT_{m}	22.48 %	14.52 %
Wirkungsgrad	η	78.57 %	78.43 %
Leistungsfaktor	$\cos(\varphi)$	0.60	0.61
Leistung	P_{m}	2.97 kW	2.86 kW
elektrische Auslegung			
Windungszahl je Phase	w	128	132
Induktivitätsverhältnis	$L_{\text{d}}/L_{\text{q}}$	4.01	4.07
Kupferverluste	P_{cu}	669.67 W	672.11 W
Eisenverluste	P_{fe}	140.14 W	114.67 W
Phasenwiderstand	R_{s}	0.97 Ω	1.07 Ω
Geometrie			
Rotordurchmesser	D_{r}	64.75 mm	64.75 mm
Luftspaltlänge	δ_{ls}	0.4 mm	0.4 mm
Nuttiefe	h_{s1}	13.36 mm	13.85 mm
Nutöffnung	b_{s0}	2.0 mm	2.00 mm
Jochbreite	l_{J}	11.76 mm	11.27 mm
Blechdicke	d	0.35 mm	0.35 mm
Masse und Volumen			
Gesamtmasse	m_{s}	6.02 kg	6.06 kg
Kupfermasse	m_{cu}	1.32 kg	1.34 kg

7.2 Reduktion der Drehmomentwelligkeit

Zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit müssen im Allgemeinen die Oberwellen des Drehmoments kompensiert bzw. eliminiert werden, ohne den Mittelwert negativ zu beeinflussen. Die Oberwellen werden dabei durch die diskrete Anordnung und Überlappung von Stator- und Rotorzähnen sowie der Rotoranisotropie der Maschine verursacht. Zur Einführung wird beispielhaft ein Rotor mit zwei Barrieren und U-Struktur aus Abbildung 7.1 betrachtet. Es ist ersichtlich, dass der Flusspfad bei übereinanderliegenden Stator- und Rotorzähnen senkrecht zum Luftspalt geschlossen werden kann. Wird der Rotor nun um wenige Grad weitergedreht, verändert sich der Flusspfad derart, dass Barrierenenden auf der einen Seite auf Statorzähne und auf der anderen Seite auf Statornuten treffen. Der Fluss auf Seite der Statornut nimmt, entsprechend dem Pfad des minimalen magnetischen Widerstands, einen längeren Weg zur Überbrückung der Nut, bis die Statorzahnflanke erreicht ist. Wird diese Abfolge stetig wiederholt, erfährt der Flusspfad eine Variation der Weglänge, so dass sich damit auch die Flussverteilung und das Drehmoment positionsabhängig ändern. Dies stellt einen grundsätzlichen Nachteil des Maschinentyps dar und wurde in [61] bereits ausführlich beschrieben. Das in Drehfeldmaschinen übliche Verfahren der Schrägung ist zudem bei Reluktanzmaschinen nicht zielführend, da die Oberwellen räumlich an die Geometrie des Rotors gebunden sind [62].

Jedoch kann durch die gezielte Wahl der geometrischen Zahnanordnung die Phasenlage der Oberwellen so beeinflusst werden, dass sich diese gänzlich auslöschen. Hierzu nutzen bekannte Verfahren aus der Literatur zwei unterschiedliche Rotorquerschnitte, als Romeo- und Julia-Entwurf benannt, die in einem Rotor zusammengesetzt werden. Dabei ergänzen sich die zwei Querschnitte so, dass die Oberwelle des Rasteffekts ausgelöscht wird. Jedoch weichen beide Querschnitte von einem drehmomentmaximierten Entwurf ab [63]. Darauf aufbauend wurde der Ansatz des Romeo- und Julia-Entwurfs im Machaon-Entwurf in einem Rotorquerschnitt vereint, so dass das mittlere Drehmoment nicht mehr abfällt. Zudem wird während der Fertigung nur ein Stanzwerkzeug benötigt. Dies vereinfacht den Produktionsprozess und senkt Herstellungskosten der Stanzwerkzeuge. Die Drehmomentwelligkeit kann mit den in [63] vorgestellten Ansätzen auf bis zu 4.5 % gesenkt werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Ansatz zur Reduktion mit nur einem Rotorquerschnitt bei geringem Verlust des mittleren Drehmoments mit einer maximalen Welligkeit von 2.5 % vorgestellt [64]. Dazu wird nach der Maschinenauslegung ohne Betrachtung der Welligkeit beispielhaft ein 4-poliger Rotor mit zwei Barrieren aus Abbildung 7.1 betrachtet.

Der Rotor weist eine Achsensymmetrie bezüglich der Mittenachse des Pols auf und hat im gezeigten Beispiel zu Beginn des Entwurfs einen Winkel zwischen Barrierengrund und -arm von 135° . Ausgehend von diesem Querschnitt werden die Barrierenwinkel links- und rechtsseitig, θ_1 und θ_2 , einer jeden Barriere variiert, wie in Abbildung 7.2 verdeutlicht. Dadurch entsteht eine asymmetrische Rotorstruktur zur Mittenachse des Pols mit einer entsprechenden Phasenverschiebung der Oberwellen gegenüber dem ursprünglich sym-

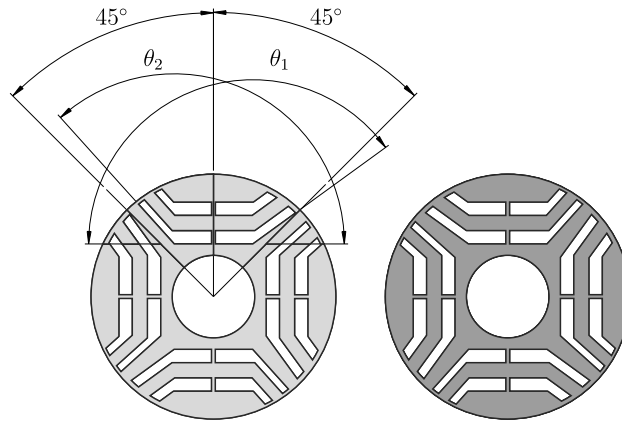


Figure 7.2: Definition der asymmetrischen Barrierenwinkel

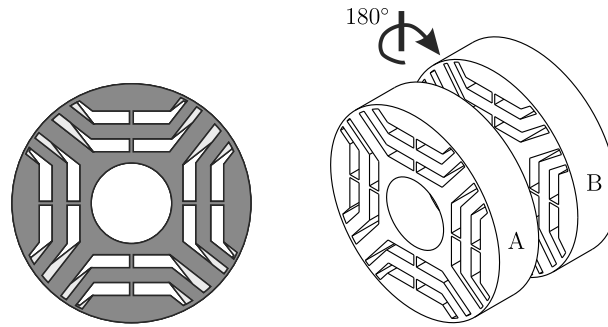


Figure 7.3: Rotorpaket

metrischen Rotorquerschnitts. Der Abstand zwischen den Barrieren wird dabei konstant gehalten, so dass der Flusspfad nicht verjüngt oder eingeschnürt wird. Eine Einschnürung würde die Sättigung und damit die Auslegung der Maschine verändern und sollte vermieden werden. Durch die Asymmetrie werden die Oberwellen bislang nur einseitig verschoben, d.h. die Phase wird additiv oder subtraktiv verändert. Um nun die Kompensation der Oberwellen durch Überlagerung zu erreichen, wird die Hälfte des Rotorpakets umgeklappt und auf die Welle aufgebracht, so dass sich insgesamt eine Phasenverschiebung von 180° der Oberwellen ergibt. Der Aufbau des Rotorpakets ist in der Aufsicht und Seitenansicht in Abbildung 7.3 gezeigt. Dabei wird der Rotor in vier oder acht Segmenten symmetrisch entlang der Welle verteilt. Dadurch wird eine axiale Asymmetrie durch elektromagnetische Kräfte ausgeglichen und etwaige Störungen werden vermieden. Dies kann für die Segmente A und B in der folgenden Reihenfolge realisiert werden: A, B, B, A oder A, B, A, B, B, A, B, A. In dieser Arbeit wurde die Aufteilung in vier Segmente gewählt. Die Ausrichtung der magnetischen Achse (d-Achse) bleibt erhalten, so dass das mittlere Drehmoment nicht negativ beeinflusst wird. Zudem wird auf die Erhaltung der mechanischen Punktsymmetrie in der Aufsicht aus Abbildung 7.3 geachtet um eine mechanische Unwucht des Rotors zu vermeiden. Der Adaptionsbereich $\delta\theta_s$ der Barrierenwinkel θ_1 und θ_2 wird durch die Statorzahnzahl definiert und kann durch die nachfolgenden Gleichungen

eingeschränkt werden.

$$\delta\theta_s = \frac{360^\circ}{N_s} \quad (7.1)$$

Dabei werden die Barrierenwinkel ausgehend vom symmetrischen Fall aus Abbildung 7.1 bis zum Minimum auf der einen und bis zum Maximum auf der anderen Seite variiert. Die Extremwerte lassen sich allgemein vom symmetrischen Barrierenwinkel ableiten.

$$\begin{aligned} \max(\theta_1) &= \theta_{\text{sym}} + \delta\theta_s \\ \min(\theta_2) &= \theta_{\text{sym}} - \delta\theta_s \end{aligned} \quad (7.2)$$

Im symmetrischen Fall ist der Winkel θ_{sym} zwischen Barrierengrund und Achse der Polteilung definiert und lässt sich aus der Polpaarzahl und dem Dreieckssatz bestimmen.

$$\theta_{\text{sym}} = 180^\circ - 90^\circ \cdot \left(1 - \frac{1}{p}\right) \quad (7.3)$$

Die exakten Barrierenwinkel werden durch detaillierte FE-Berechnungen unter Berücksichtigung der magnetischen Sättigung und des Vorsteuerwinkels des jeweiligen Betriebspunktes ermittelt. Dabei ist zu bemerken, dass höhere Harmonische der Rotor- und Statorzahnzahl als Amplituden der Drehmomentwelligkeit auftreten können, obwohl der Oberwellenanteil in der Ordnung der Zahnzahl perfekt kompensiert wird. Die Anordnung der Flussbarrieren im Rotor, insbesondere der Tiefe, Weite und Form, beeinflusst die resultierenden Winkelwerte und Oberwellen erheblich, so dass diese für jede Maschine erneut ermittelt werden müssen und nicht allgemeingültig übertragbar sind.

Nach der Einführung des Ansatzes werden nun die Maschinen M5 und M6 untersucht. Als Vergleich dient der Nennpunkt der Maschinen mit einem Drehmoment von ca. 12.5 Nm. Die Querschnitte der symmetrischen Maschinen sind in Abbildung 7.4a für M5 und in Abbildung 7.4b für M6 gezeigt. Die Barrierenwinkel werden für die Maschine M5 mit $N_s = 24$ Statorzähnen gemäß der Gleichungen (7.2) vorbestimmt. Es zeigte sich in den Untersuchungen, dass der Bereich der Extremwerte weiter eingeschränkt werden kann. Daher wurde der Untersuchungsbereich auf $135^\circ \leq \theta_1 \leq 144.5^\circ$ und $122^\circ \leq \theta_2 \leq 131.5^\circ$ beschränkt. Für die Maschine M6 werden die Bereiche $135^\circ \leq \theta_1 \leq 141.5^\circ$ und $122^\circ \leq \theta_2 \leq 131.5^\circ$ gewählt. Zur Bewertung der Maschinen wird der Spitzenwert der Drehmomentwelligkeit für jede Kombination aus θ_1 und θ_2 berechnet. Bezogen auf das jeweilige mittlere Drehmoment ergeben sich die in Abbildung 7.5a und Abbildung 7.5b gezeigten Kennfelder. Die Konturkurven fassen dabei die Drehmomentwelligkeit gleicher Amplitude ein. Die Verringerung des mittleren Drehmoments wird für beide Maschinen auf 6 % begrenzt. Für die Maschine M5 wird eine minimale Drehmomentwelligkeit von 8.7 % mit den Barrierenwinkeln $\theta_1 = 143^\circ$ und $\theta_2 = 122^\circ$ erreicht. Der daraus entstehende Verlauf des Drehmoments über

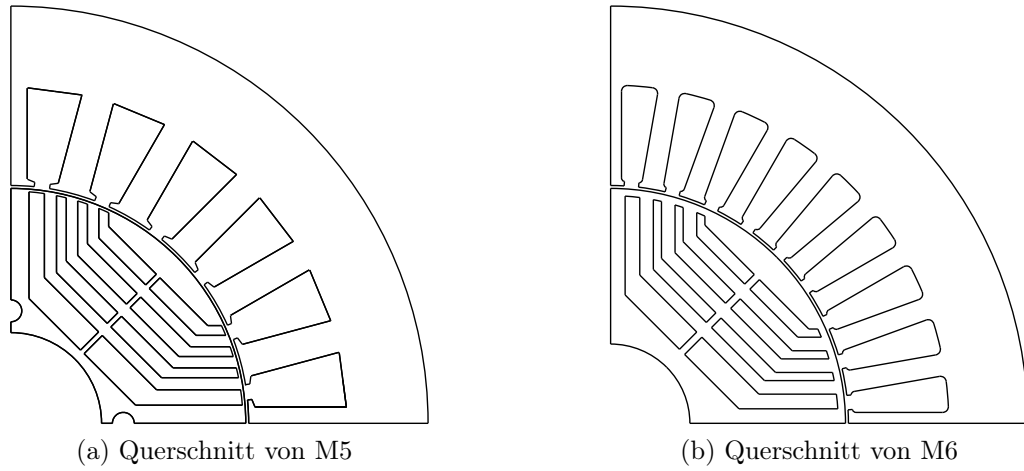
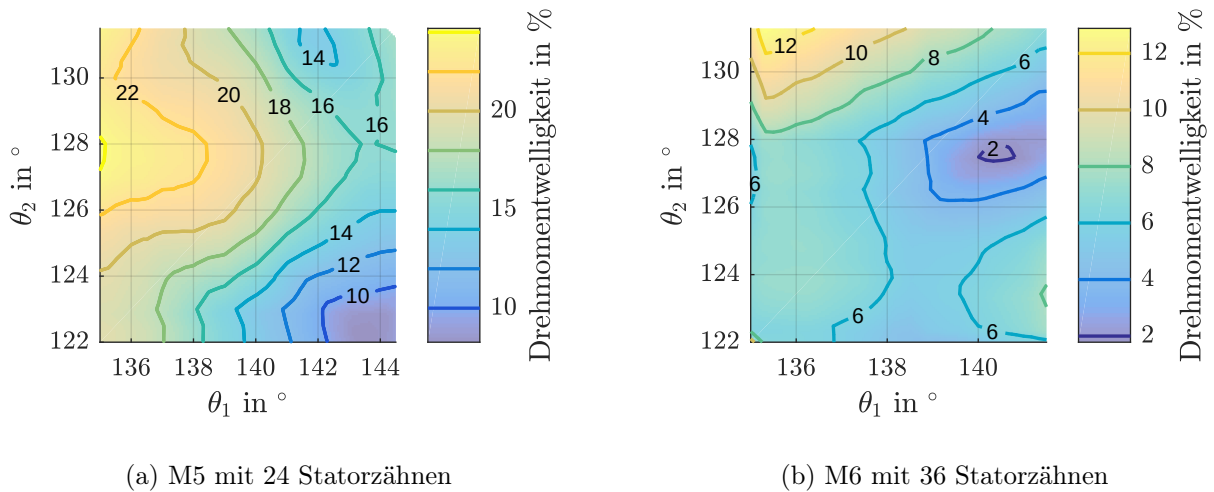
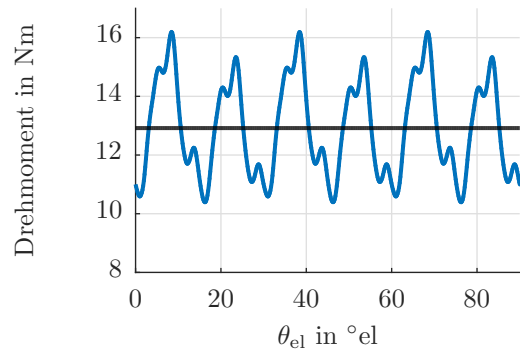


Figure 7.4: Querschnitte der Maschinen mit symmetrischem Rotor

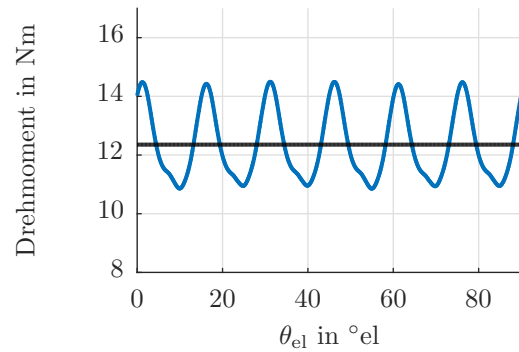

Figure 7.5: Kennfelder der Drehmomentwelligkeit im Nennpunkt über die Barrierenwinkel θ_1 und θ_2

eine elektrische Periode ist in Abbildung 7.6e dargestellt. Dabei ist in Abbildung 7.6a der Drehmomentverlauf des originalen Rotors mit symmetrischen Barrieren gezeigt. In Abbildung 7.6c ist der Drehmomentverlauf des asymmetrischen Rotorsegments A und des um 180° gedrehten Rotorsegments B dargestellt. In Abbildung 7.6e ist die Überlagerung der beiden unsymmetrischen Rotorsegmente A und B abgebildet. Es lässt sich erkennen, dass das mittlere Drehmoment geringfügig reduziert wurde und die Welligkeit fast verschwindet. Der resultierende Querschnitt von M5 ist in Abbildung 7.7a gezeigt.

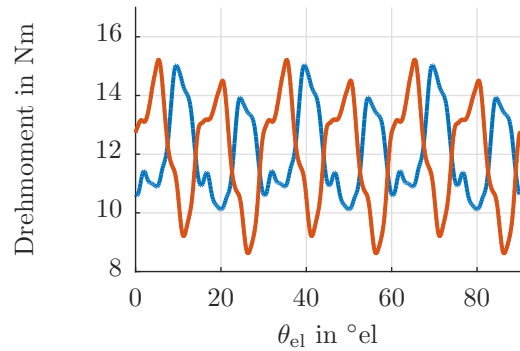
Nachfolgend wird das Verfahren für die Maschine M6 mit identischer Spezifikation angewendet und die Ergebnisse werden ausgewertet. M6 wird ebenfalls für die Betrachtung der Welligkeit im Nennpunkt betrieben. Dabei weist die nicht optimierte Maschine mit



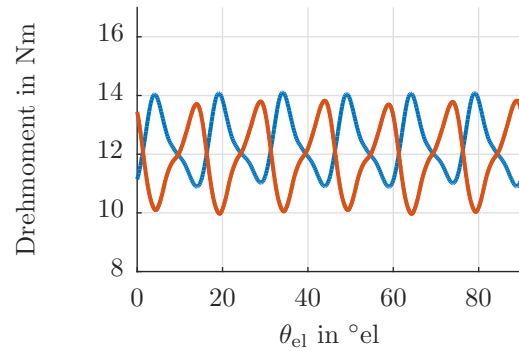
(a) Drehmomentverlauf der symmetrischen Maschine M5



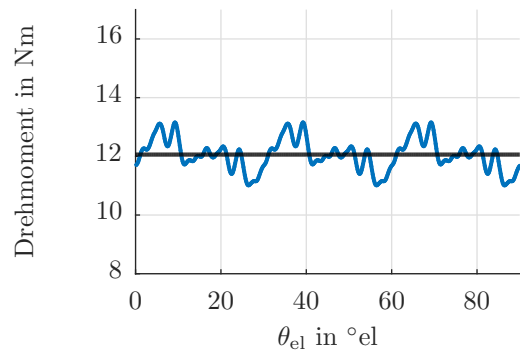
(b) Drehmomentverlauf der symmetrischen Maschine M6



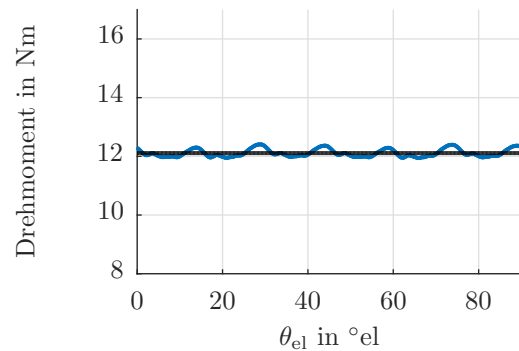
(c) Drehmomentverlauf der Einzelsegmente A und B von Maschine M5



(d) Drehmomentverlauf der Einzelsegmente A und B von Maschine M6



(e) Drehmomentverlauf der finalen Maschine M5



(f) Drehmomentverlauf der finalen Maschine M6

Figure 7.6: Verlauf des Drehmoments der untersuchten asymmetrischen Rotoren von Maschine M5 und M6

symmetrischer Rotorstruktur eine Drehmomentwelligkeit von 14.8 % bei 12.4 Nm auf. Aufgrund der höheren Statorzahnzahl ist die zu erwartende Reduktion der Welligkeit größer als bei Maschine M5. So lässt sich aus dem Kennfeld von M6 ein Minimum von 1.65 % bei

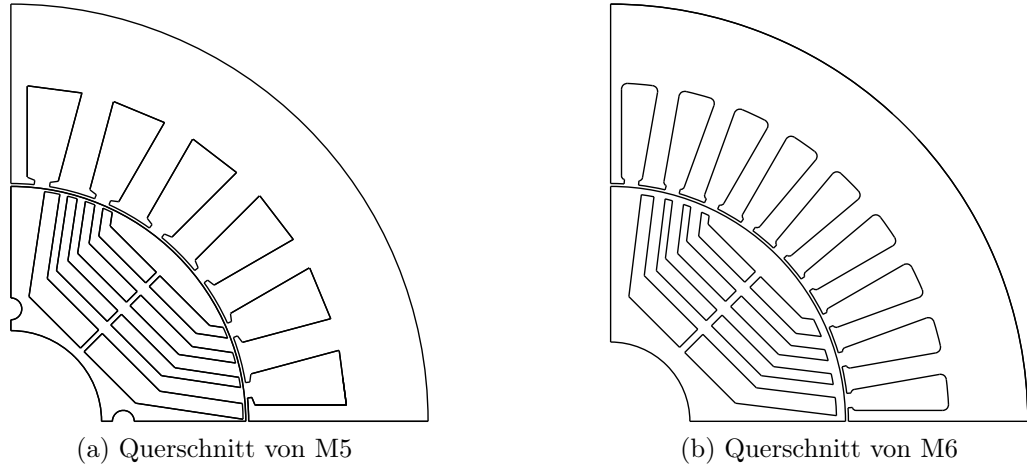


Figure 7.7: Finale asymmetrische Querschnitte der optimierten Maschine M5 und M6

den Winkeln $\theta_1 = 140.6^\circ$ und $\theta_2 = 127.5^\circ$ ablesen. Der Drehmomentverlauf der gewählten Barrierenwinkel ist in Abbildung 7.6f dargestellt.

Abschließend wird der Querschnitt von M6 in Abbildung 7.7b abgebildet. Die erreichten Ergebnisse der theoretischen Auslegung sind in Tabelle 7.3 zusammengefasst. Da das mittlere Drehmoment der beiden Maschinen aufgrund der neuen Rotorstruktur verringert wurde, muss der Effektivstrom zum Erreichen des Nennmoments erhöht werden. Dazu wird für M5 der neue Wert des Nennstroms auf $i = 15.67\text{ A}$ und für M6 auf $i = 14.95\text{ A}$ festgelegt. Durch diese Anpassung sind erhöhte Kupferverluste und ein verringerter Wirkungsgrad zu erwarten.

Auf eine abschließende thermische Betrachtung wird an dieser Stelle nicht eingegangen. Angemerkt sei jedoch, dass für den Betrieb im Nennpunkt für $\geq 470\text{ s}$ die thermische Kapazität der gesamten Maschine wirkt und ausreicht. Für die maximale Überlast wirkt hingegen lediglich die Kupfermasse und nimmt für den kurzen Zeitraum von 10 s die thermische Energie auf, bevor die Verlustzufuhr bzw. die Speisung der Maschine abgeschaltet wird.

Tabelle 7.3: Auslegungsergebnisse der asymmetrischen Rotorbarrieren von M5 und M6

Variable		M5	M6
T_{el}	$\theta_1 = \theta_2$	12.9 Nm	12.4 Nm
ΔT_{el}	$\theta_1 = \theta_2$	2.9 Nm	1.8 Nm
T_{el}	$\theta_1 \neq \theta_2$	12.1 Nm	12.1 Nm
ΔT_{el}	$\theta_1 \neq \theta_2$	1.1 Nm	0.2 Nm

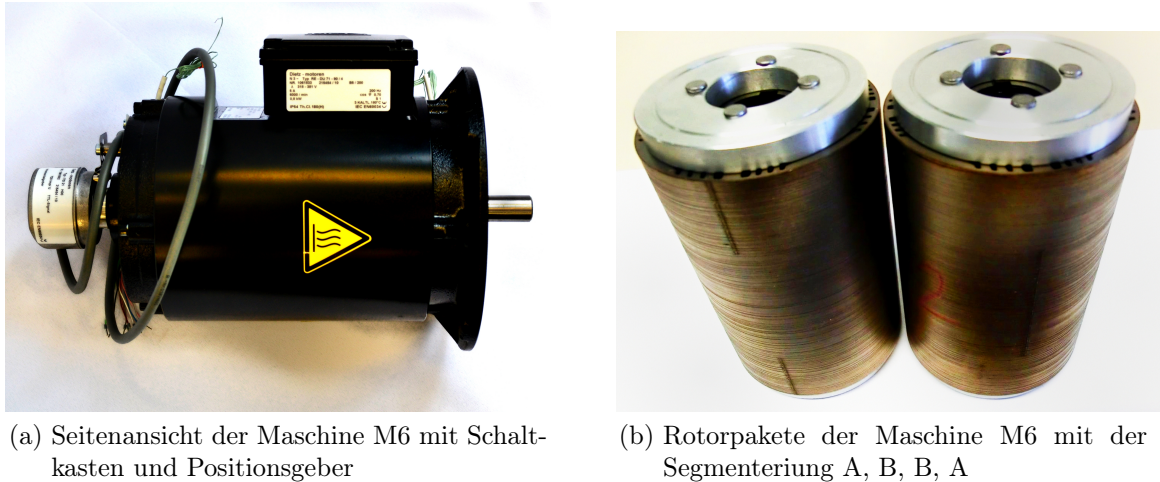


Figure 7.8: Aufbau der Maschine M6

7.3 Aufbau und Vermessung

Nach der theoretischen Untersuchung wurde die Maschine M6 aufgrund der niedrigen Drehmomentwelligkeit für die nun nachfolgenden Versuche aufgebaut und vermessen. Es wurden zwei identische Prototypen gefertigt. Im Rahmen dieser Arbeit wird die Maschine, dargestellt in Abbildung 7.8a, genauer betrachtet, da die Messergebnisse der beiden Maschinen identisch sind.

Aufbau

Das Gehäuse der Maschine wurde aus massivem Aluminiumrohr gedreht und mit Lagerschilden versehen. Ein Lagerschild fungiert zudem als Flansch zur Aufnahme des Prototypen am Prüfstand. Da die Maschine trotz des geringen Statordurchmessers eine hohe Drehmomentdichte aufweist, wurde der Aktivteil des Stators zur Paketierung mit vier Nähten verschweißt, um ein Verrutschen der Bleche gegeneinander zu vermeiden. Eine vermutete Verringerung des Drehmoments und Erhöhung der Drehmomentwelligkeit aufgrund der Schweißnähte wird im Verlauf der Messungen bestätigt. Der Kupferquerschnitt der eingezogenen Wicklung musste fertigungsbedingt um 1.18% reduziert werden und führt in gleichem Maße zur Erhöhung der Kupferverluste.

Der Rotor wurde aus vier Segmenten mit asymmetrischer Barrierenstruktur aufgebaut. Zur Paketierung der Rotorbleche wurden Bohrungen zur Nietverbindung nahe der Rotorwelle bereits im Maschinenentwurf vorgesehen. Die gefertigten Rotoren mit Wuchtscheiben und Vernietung sind in Abbildung 7.8b dargestellt. Nach der Paketierung wurde der Rotor auf das exakte Luftspaltmaß überdreht, so dass das Nennmaß des Rotors sichergestellt ist. Im Stator findet sich hingegen die Toleranz des Laserschnitts wieder, da aufgrund der Zahnstruktur ein Überdrehen nicht möglich ist.

Vermessung

Für den Statorwiderstand wurde zur Inbetriebnahme $R_s = 1.02 \Omega$ ermittelt. Dieser Wert ist ca. 4.6 % geringer als zuvor bestimmt. Die Berechnung der mittleren Wickelkopflänge stellt die größte Unsicherheit der Widerstandsbestimmung während der Auslegung dar und unterliegt stark dem Fertigungsverfahren.

Die nachfolgende Validierung der Maschine erfolgt mit zwei verschiedenen Prüfverfahren. Zuerst wird die Vermessung des charakteristischen Verhaltens der Maschine bei blockiertem Rotor, Abschnitt 3.4.2, durchgeführt. Mit dieser Methode kann das Drehmoment sehr exakt und ohne Einflüsse durch Regelgenauigkeit der Lastmaschine, Eisenverluste oder ungewollte Filterung durch die mechanische Trägheit des Antriebsstrangs ermittelt werden. Dabei werden in einem ersten Versuch der Statorstrom und der Vorsteuerwinkel bei konstantem Rotorwinkel variiert. Ein Auszug der Messergebnisse des Drehmomentverlaufs ist in Abbildung 7.9 für steigende Amplituden des Effektivstroms gezeigt. Aus dem Diagramm kann der Vorsteuerwinkel für den MTPA-Betrieb abgelesen werden. Für den optimalen Nennpunkt ergibt sich durch Interpolation ein Effektivstrom von 15.4 A bei einem Vorsteuerwinkel von 33° zur Erzeugung des gewünschten Drehmoments von 12.5 Nm. Somit ist der benötigte Nennstrom größer als zuvor in der Auslegung bestimmt. Die Abweichungen können fertigungsbedingt durch z.B. Toleranzen und den Laserschnitt des Prototyps entstanden sein. Durch den Laserschnitt wird das Elektrolech an der Schnittkante thermisch geschädigt, so dass die magnetischen Eigenschaften verändert werden. Weiterhin kann eine stärkere Sättigung des Elektrolechs gegenüber der Herstellerangaben ursächlich sein. Die Ursachen der Abweichung von 3.7 % lassen sich anhand der Messungen nicht trennen. In einem weiteren Versuch wurde für den MTPA-Betrieb eine Messung über eine Rotordrehung aufgezeichnet. Der Drehmomentverlauf ist in Abbildung 7.10 abgebildet. Es fällt auf, dass neben dem Rastmoment der Statornuten eine Amplitude vierter Ordnung auftritt. Diese konnte auf die in der Auslegung nicht vorgesehenen Schweißnähte zur Paketierung des Aktivteils zurückgeführt werden. Bei einer mechanischen Drehung des Rotors ergibt sich dadurch eine Harmonische mit der Ordnung der Rotorpolzahl. Bei steigender Stromamplitude tritt diese zusätzliche Störung stärker hervor, da im Überlastbereich der Maschine das Statorjoch in hoher Sättigung betrieben wird. Eine detaillierte Ansicht der Verläufe mit 12 Nm und 20 Nm ist in den Abbildungen 7.13 dargestellt. Die Welligkeit des Nuteffekts beträgt in beiden Fällen $\leq 1.8\%$. Harmonische Komponenten höherer Ordnung und Vielfache des Rastmoments weisen eine geringe Amplitude auf. Hingegen tritt die erwähnte vierte Harmonische, verursacht durch die Schweißnähte, mit einer Amplitude von ca. 1.9 % deutlich hervor. Zum Abgleich wurde der Drehmomentverlauf mit 3 mm breiten und tiefen Schweißnähten simuliert, wie in Abbildung 7.11 gezeigt.

Im zweiten Messverfahren wurde die Maschine im rotierenden Betrieb zur Bestimmung des Wirkungsgradkennfelds und der Nennlast vermessen.

Die Vermessung des Wirkungsgradkennfelds erfolgte dabei mit vorgeheizter Maschine, so dass der Temperaturbereich möglichst konstant gehalten wurde. Dies war aufgrund der kurzen Betriebsdauer und hohen Überlastfähigkeit nicht vollständig möglich. Daher wer-

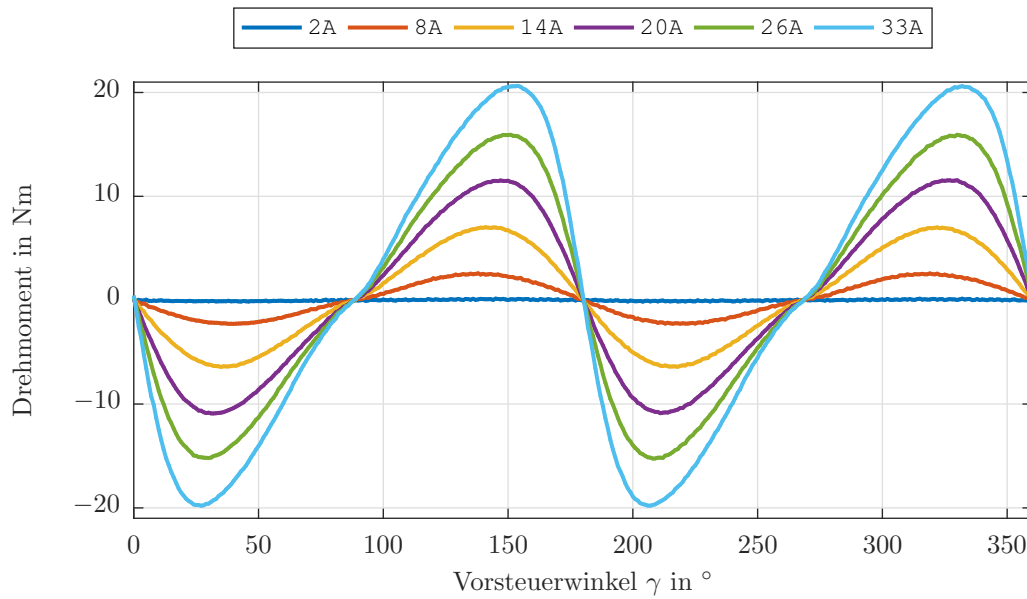


Figure 7.9: Drehmomentcharakteristik des Prototypen M6 bei steigender Amplitude des Effektivstroms und variiertem Vorsteuerwinkel

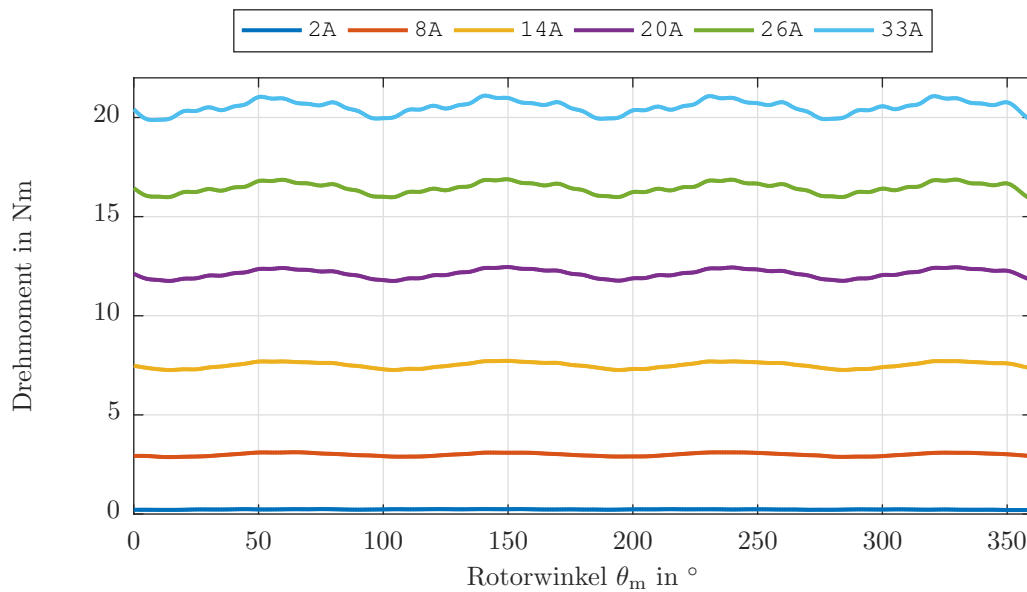


Figure 7.10: Rastmoment des Prototypen M6 über eine mechanische Rotordrehung

den durch erhöhte Betriebstemperaturen einzelner Messpunkte Verzerrungen im Kennfeld sichtbar. Im Nennpunkt wurde ein Wirkungsgrad von 76.77 % ermittelt. Ein Anteil der Abweichung gegenüber der ersten theoretischen Auslegung lässt sich durch die Erhöhung der Kupferverluste, hervorgerufen durch den Anstieg des Effektivstroms, erklären. Zum Anderen ist die Erhöhung der Eisenverluste aufgrund der eingebrachten Schweißnähte

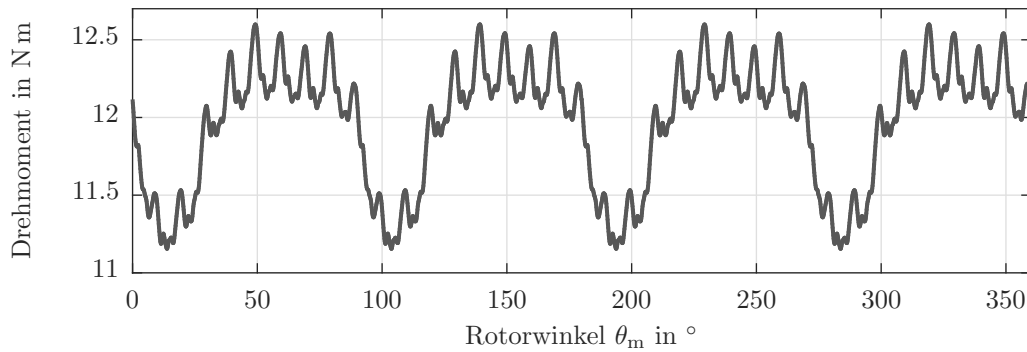
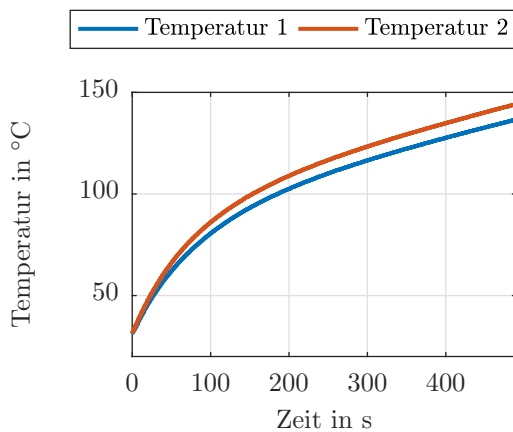
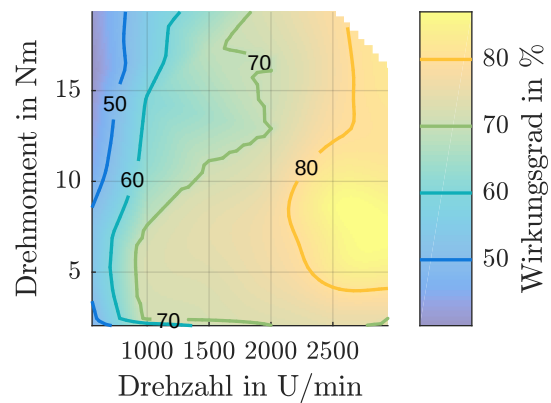


Figure 7.11: Simulierte Drehmomentwelligkeit bei 12 Nm mit eingebrachten Schweißnähten



(a) Temperaturverlauf der Messstellen im Wickelkopf

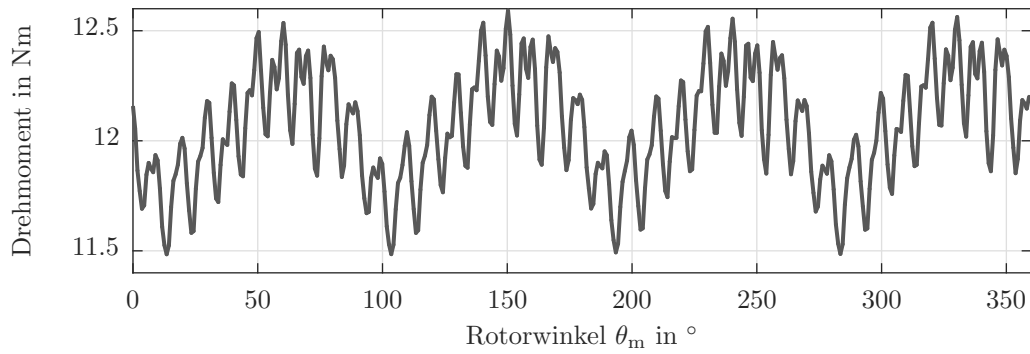


(b) Wirkungsgradkennfeld von M6

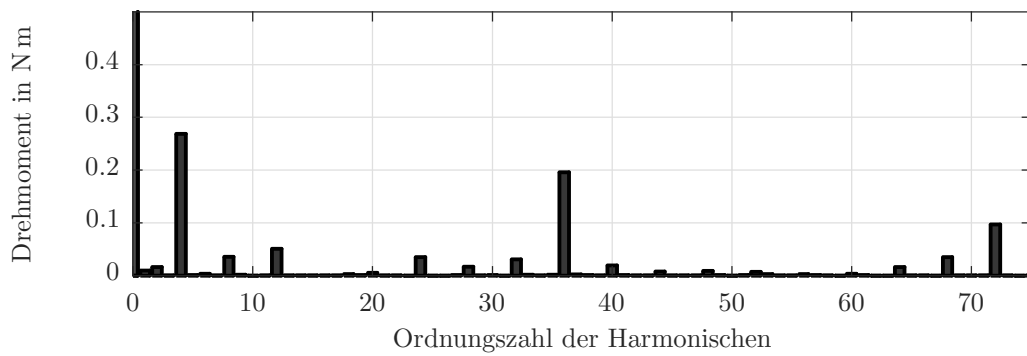
Figure 7.12: Messergebnisse von M6 mit rotierender Welle

naheliegend.

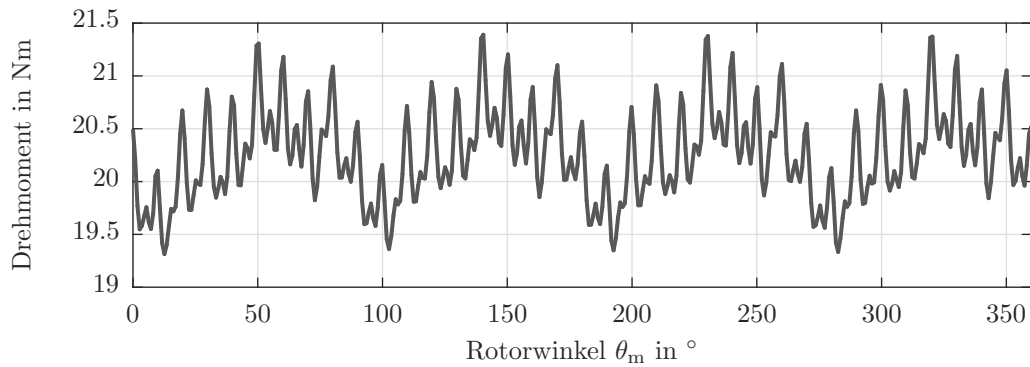
Abschließend wurde der zeitliche Verlauf der Wicklungstemperatur bei einem Effektivstrom von 14.14 A und Nenndrehzahl ermittelt. Für zwei Temperatursensoren im Wickelkopf unterschiedlicher Phasen ist der Verlauf in Abbildung 7.12a gezeigt. Über die 470 s Betriebszeit wärmten sich die Wicklungen des Prototyps von 33 °C auf eine Temperatur von 145 °C auf. Die kritische Wicklungstemperatur von 180 °C wurde nicht überschritten.



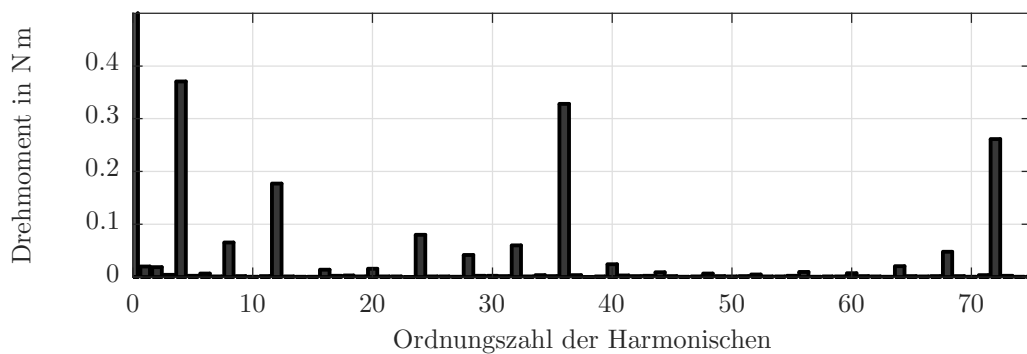
(a) Drehmomentwelligkeit bei 12 Nm



(b) Amplitudengang der Drehmomentwelligkeit bei 12 Nm



(c) Drehmomentwelligkeit bei 20 Nm



(d) Amplitudengang der Drehmomentwelligkeit bei 20 Nm

7.4 Zusammenfassung des Verfahrens und der Ergebnisse des Applikationsbeispiels

Für das Applikationsbeispiel einer RSM mit hoher Überlastfähigkeit wurde ein neues Verfahren zur signifikanten Reduktion der Drehmomentwelligkeit vorgestellt. Dabei wurden ausgehend von den Anforderungen an die Maschinen zwei Auslegungsentwürfe mit $N_s = 24$ für M5 und $N_s = 36$ für M6 berechnet und diskutiert. Anschließend wurde das Verfahren zur Welligkeitsreduktion allgemein und unabhängig von der Pol- und Statorzahnzahl für RSM eingeführt. Dazu wurden asymmetrische Rotorstrukturen genutzt, die nach der herkömmlichen Maschinenauslegung ohne Verschlechterung der sonstigen Eigenschaften eingefügt werden können. Zur Veranschaulichung wurden die Rotorquerschnitte der Auslegungsentwürfe durch asymmetrische Barrierenstrukturen ersetzt und detailliert untersucht. Dabei konnte die Drehmomentwelligkeit für die Maschine M5 um 62 % und für die Maschine M6 um 89 % reduziert werden. Das mittlere Drehmoment verringerte sich dabei für beide Maschinen um weniger als 6 %. Zur Validierung wurde die Maschine M6 aufgebaut und mit rotierendem und blockiertem Rotor vermessen. Die auftretenden Abweichungen der Messung gegenüber der theoretischen Auslegung konnten durch fertigungsbedingte Einflüsse erklärt und auf das angenommene Sättigungsverhalten der Maschine zurückgeführt werden. Insgesamt bestätigten die Messungen die Effektivität des Verfahrens. Zudem wurde durch die Vermessung der Betriebspunkte und des Wirkungsgradkennfelds die Erfüllung der zu Beginn gestellten Anforderungen bestätigt.

8 Reluktanz-Synchronmaschine mit reduziertem Streufluss

In diesem Kapitel wird die Reduktion des Streuflusses und die Steigerung des mittleren Drehmoments von RSM durch Modifikation des Elektroblechs beschrieben [65]. Als Applikationsbeispiel wird der Rotor einer bestehenden ASM mit einem neuen modifizierten Rotor einer RSM, im folgenden M7 genannt, ausgetauscht. Dabei wird der Rotor von M7 derart modifiziert, dass der Streufluss im Rotor reduziert und das Luftspaltmoment gesteigert wird. Beginnend mit einer kurzen Erläuterung der Rotorauslegung wird die Modifikation des Elektroblechs detailliert beleuchtet. Anschließend werden die Auslegungsergebnisse von M7 mit modifiziertem Rotor dargestellt und anhand von Messungen validiert. Eine Zusammenfassung schließt das Kapitel ab.

8.1 Beschreibung der Rotorauslegung

Der Untersuchung wird eine RSM mit 750 W Wellenleistung und einer Nenndrehzahl von 1500 U/min zu Grunde gelegt. Die Maschine basiert auf einer in Serie bestehender ASM mit den in Tabelle 8.1 zusammengestellten Kenndaten.

Der Stator, die Statorwicklung und das Maschinengehäuse der ASM werden unverändert übernommen. Der Rotor der Asynchronmaschine wird durch einen Rotor mit Barrie-

Leistung	750 W
Drehzahl	1420 U/min
Drehmoment	5.05 Nm
Anz. Statornuten	24
Spannung	50 V
Strom	14.5 A
Effizienzklasse	IE2
Baugröße	80 mm
Eisen- und Läuferverluste	92.27 W
Kupferverluste im Stator	92.09 W
mechanische Verluste	7.85 W

Tabelle 8.1: Elektrische Ausgangsdaten der 750 W-Asynchronmaschine

renstruktur und ausgeprägten magnetischen Flusspfaden ersetzt, so dass die neue RSM M7 entsteht. Der Stator und der Rotor der Maschine werden dabei aus Eisen-Silizium-legiertem Elektroblech gefertigt. Grundsätzlich werden Elektrobleche in den zwei Kategorien, kornorientiertes und nicht-kornorientiertes Blech, unterschieden. Kornorientierte Bleche kommen vorzugsweise in Transformatoren und Drosseln zum Einsatz, welche in entsprechender Vorzugsrichtung der Kornorientierung gestanzt und gefertigt werden. Für rotierende elektrische Maschinen wird hingegen nicht-kornorientiertes Elektroblech verwendet da sich durch das Drehfeld und den kreisförmigen Aufbau einer Maschine keine magnetische Vorzugsrichtung im Material ergibt. Daher wird im Folgenden ausschließlich nicht-kornorientiertes Elektroblech betrachtet. In dieser Arbeit ist der Stator aus Elektroblech M400-50A (M400-50A) gefertigt und für den Rotor wird Elektroblech M270-50A (M270-50A) betrachtet. Aufgrund der gegebenen Statornutzzahl wurde der Rotor mit drei magnetischen Barrieren entworfen, so dass die Maschine gemäß [66] eine geringe Drehmomentwelligkeit erzielt. Des Weiteren wird in dieser Maschine keine asymmetrische Rotorstruktur aus Kapitel 7 verwendet, so dass die Materialmodifikation in dieser Untersuchung unbeeinflusst von zusätzlichen Effekten bleibt. In einem iterativen Prozess wird die Maschinengeometrie zur Maximierung des Drehmoments mittels OFAT-Methode optimiert. Dazu wird eine U-förmige Barrierenstruktur genutzt. Die innerste der drei Barrieren wird zudem erneut weiter ausgelegt als die beiden äußeren Barrieren um eine bessere Flussverteilung im Rotor im Vergleich zu Barrieren identischer Weite zu erreichen. Dadurch wird die Drehmomentausbeute zusätzlich erhöht [60]. Nach der Grundausslegung wird der Rotorentwurf durch Verrundungen in ein sogenanntes Fluid-Barrieren-Design, wie in Abbildung 8.1a dargestellt, überführt [67], [40]. Beim Fluid-Barrieren-Design folgen die Barrieren den natürlichen Flusslinien in einem massiven Rotor. Der Ansatz ist aus der Strömungsmechanik bekannt [68], [69]. Anhand der Zhukovski-Gleichung kann der Verlauf der Flusslinien auf den Rotorentwurf übertragen werden. Dabei werden die Ecken der Barrieren abgerundet um der späteren Fertigung gerecht zu werden und eine lokal erhöhte Flussdichte zu vermeiden. Die Barrierenenden nahe des Luftspalts sind zudem mit einer Ausweitung versehen. Die Ausweitung führt zu einem weichen Übergang zwischen Flusspfad und Barriere, so dass das Luftspaltfeld weniger gestört wird und die Drehmomentwelligkeit abnimmt.

Die bei hoher Drehzahl entstehenden Fliehkräfte wirken aufgrund der Rotoranisotropie besonders auf die äußeren Haltestege. Dabei wird die mechanische Belastungsgrenze der Stege am Barrierenende entlang des Rotorumfangs im hohen Drehzahlbereich erreicht. Daher sind in der Barrierenmitte zusätzliche Stege zur Erhöhung der mechanischen Festigkeit vorgesehen, so dass der Rotor bei doppelter Maximaldrehzahl von 6000 U/min geschleudert werden kann. Für die in dieser Arbeit entworfene Maschine wird eine minimale Stegbreite mit einem Sicherheitsfaktor von zwei bestimmt. Somit wird eine Stegbreite von 0.8 mm in der Mitte der Barrieren benötigt und folglich die maximale Mises-Vergleichsspannung innerhalb der Außenstege des Rotors von 112 MPa auf 70 MPa gesenkt. Eine detaillierte Beschreibung der Theorie mechanischer Spannungen kann in [70] nachvollzogen werden. Der Betriebsbereich des Rotors wird auf die halbe Schleuderdrehzahl von 3000 U/min begrenzt. Durch die zusätzlich eingeführten mechanischen Haltestege und die bereits vorhandenen Stege zwischen den Barrierenenden und dem Luftspalt

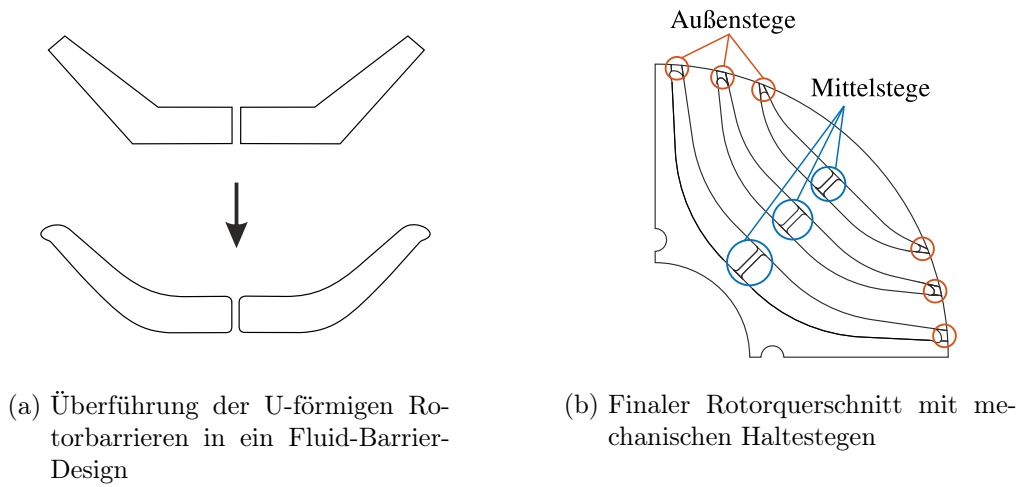


Figure 8.1: Definition der Barrierenform und Haltestege

werden unerwünschte Flusspfade innerhalb des Rotors gebildet. Die Pfade verursachen insbesondere in der Barrierenmitte einen magnetischen Kurzschluss der nur durch den Querschnitt des Stegs begrenzt ist. Der unerwünschte Streufluss im Rotor verringert die Drehmomentausbeute. Somit gilt es während des Rotorentwurfs die mechanischen Haltestege so klein wie möglich ausfallen zu lassen um den Streufluss zu minimieren.

Auf die Darstellung des detaillierten Entwurfsprozesses wird an dieser Stelle verzichtet, da die nachfolgende Drehmomentsteigerung und Reduktion des Streuflusses durch die Manipulation des Elektroblechs im Fokus steht. Der finale Rotorquerschnitt ist in Abbildung 8.1b detailliert dargestellt.

8.1.1 Modifikation des Elektroblechs

In RSM entstehen, wie bereits beschrieben, besonders im Rotor Streuflusspfade. In diesem Abschnitt wird die Reduktion des Streuflusses in der RSM durch eine lokale Veränderung der magnetischen Leitfähigkeit des Blechmaterials beschrieben. Dazu wird der magnetische Widerstand aus Gleichung (8.1), auch Reluktanz genannt, betrachtet. Die Reluktanz wird neben den geometrischen Parametern von der magnetischen Leitfähigkeit, der Permeabilität μ_r bestimmt.

$$R_{\text{mag}} = \frac{l_{\text{mag}}}{\mu_0 \mu_r A_{\text{mag}}} \quad (8.1)$$

Um den Streufluss zu reduzieren wird für den Bereich der Haltestege nun ein erhöhter magnetischer Widerstand angestrebt. Die magnetische Weglänge l_{mag} eines Steges kann kaum reduziert werden, hingegen erhöht eine Verringerung der Querschnittsfläche A_{mag} den magnetischen Widerstand. Aufgrund der auftretenden tangentialen und radialen Kräfte im Rotor kann die Materialstärke ab einer minimalen Stärke jedoch nicht weiter reduziert

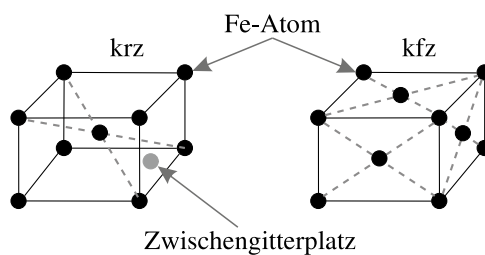


Figure 8.2: Gitterstruktur von Eisen [72]

werden. Somit bleibt die Permeabilität der letzte Stellparameter in Gleichung (8.1). Ziel ist somit die Verringerung der Permeabilität in dem geometrisch begrenzten Bereich der Mittelstege. Dazu wird während des Herstellungsprozesses des Rotors das Elektroblech gezielt thermisch modifiziert um die magnetische Permeabilität zu beeinflussen bzw. zu verringern. Die vergrößerte Reluktanz bewirkt anschließend, bei konstanter Felderregung durch den Stator, eine höhere Drehmomentausbeute der Maschine.

Eigenschaften und Gitterstruktur von Elektroblechen

Zunächst werden die Eigenschaften und die kristalline Struktur von Elektroblechen erläutert. Allgemein ist Elektroblech mit einem Siliziumanteil von bis zu 3 % zur Reduktion der Ummagnetisierungsverluste legiert und daher für Wechselfelder besonders geeignet. Zusätzlich ist ein geringer Anteil an Aluminium zur Erhöhung des elektrischen Widerstands charakteristisch. Dadurch können Wirbelstromverluste minimiert werden. Weiterhin ist im Blech ein geringer Kohlenstoffanteil gelöst um die magnetische Alterung des Materials zu verlangsamen [71]. Dabei beeinflusst der Kohlenstoffgehalt die Eigenschaften von Eisen bzw. von Eisen-Kohlenstoff-Legierungen. In Abhängigkeit der Kristallgitterstruktur können Kohlenstoffatome unterschiedlich in den Gitterlücken eingelagert werden [72]. Die Kristallstruktur wird abhängig von der Temperatur verändert, so dass bei definierten Temperaturen Umwandlungen der Gitterstruktur stattfinden. Die α -Gitterstruktur ist kubisch-raumzentriert (krz) und wird bei Temperaturen unterhalb von 911 °C gebildet. Elektroblech enthält zur optimalen Magnetisierbarkeit α -Kristalle, deren $\langle 100 \rangle$ -Richtung parallel zur Blechebene liegen. Dazu wird das Material während der Herstellung texturgeglüht um eine Rekristallisation zu gewährleisten [73]. Im Temperaturbereich von 911 °C bis 1392 °C bildet das Material eine kubisch-flächenzentrierte (kfz) Gitterstruktur aus und wird γ -Eisen genannt. Das γ -Eisen kann in die größeren Gitterlücken bis zu 2.06 % Kohlenstoffatome einlagern, so dass ein Mischkristall, Austenit genannt, entsteht. Die beschriebenen Gitterstrukturen sind in Abbildung 8.2 veranschaulicht. Bei weiter erhöhter Temperatur wandelt sich das Kristallgitter erneut in eine kubisch-raumzentrierte Struktur und wird als δ -Eisen bezeichnet. Dabei kann δ -Eisen aufgrund der Größe der Gitterlücken maximal 0.1 % Kohlenstoffatome bei 1493 °C lösen und wird δ -Ferrit genannt.

Die Eigenschaften metallischer Werkstoffe, sowie die elektromagnetischen Eigenschaften, sind stark von der thermischen Behandlung und folglich der Gitterstruktur abhängig. Um nun die Permeabilität des Elektroblechs mit α -Kristallgitter zu verringern, wird die Um-

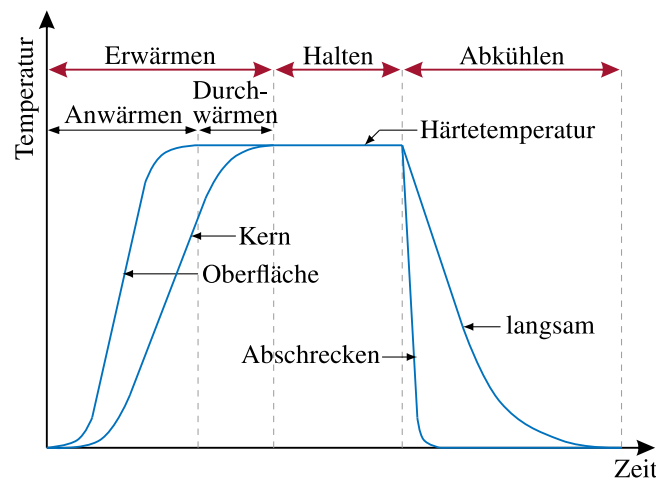


Figure 8.3: Temperatur-Zeitverlauf der Wärmebehandlung während des Härtens [72]

wandlung in ein Martensitgefüge, wie es auch bei Gusseisen vorkommt, angestrebt [73]. Martensit ist ein Mischkristall, der unter bestimmten Temperatur-Zeit-Verläufen entsteht. Nachfolgend wird von den unterschiedlichen Wärmebehandlungsverfahren ausschließlich das Härtens näher beschrieben. Die Härtung des Werkstoffs ist dazu in Abbildung 8.3 gezeigt. Zunächst wird das Elektroblech erwärmt und in ein Austenitgefüge überführt. Nach dem An- und Durchwärmen wird der Werkstoff für wenige Sekunden auf der Härtetemperatur gehalten, so dass sich der Kohlenstoff im Austenit homogen verteilt. Nach der kurzen Haltezeit wird das Material mit Raumtemperatur abgeschreckt. Der Abschreckvorgang wandelt das kfz-Gitter des Austenits in eine krz-Gitterstruktur. Dabei werden Atomgruppen im Gitter diffusionslos bewegt, so dass Kohlenstoffatome im Austenitkristall in Zwischengitterplätzen zwangsgelöst werden. Dies führt zu einem Martensitgefüge, das eine geringe Permeabilität aufgrund der stark gehemmten Versetzungsbewegungen im Kristallgitter aufweist [74], [72]. Zudem wird das Material gehärtet, so dass eine höhere Zugfestigkeit als im Ursprungszustand des α -Kristallgitters im Austenitgefüge erreicht wird. Dadurch verbessert der Härtevorgang die Materialeigenschaften im doppelten Sinn. Zum Einen wird die Permeabilität gesenkt und zum Anderen kann der Steg aufgrund der gestiegenen Zugfestigkeit schmaler ausgeführt werden.

Vermessung der Materialproben

Zur Abschätzung der verringerten Permeabilität und der Machbarkeit wurden Blechproben angefertigt und mit unterschiedlichen Temperaturen und Haltezeiten thermisch behandelt. Dazu wurde das zu vermessende Material als Ringprobe mit einer Erregerwicklung und einer Messwicklung, wie in Abbildung 8.4 und Abbildung A.2 gezeigt, aufgebaut. Ein Messverstärker speiste die Erregerwicklung mit einem sinusförmigen Strom, so dass die induzierte Spannung der Messwicklung aufgezeichnet werden konnte. Vor und nach der Materialmodifikation wurden alle Proben vermessen. Die wiederholte Behandlung mehrerer Blechproben zeigte eine gute Reproduzierbarkeit. Es stellte sich heraus, dass die Härtetemperatur einen entscheidenden Einfluss auf das Ergebnis hat. Für die nachfolgen-

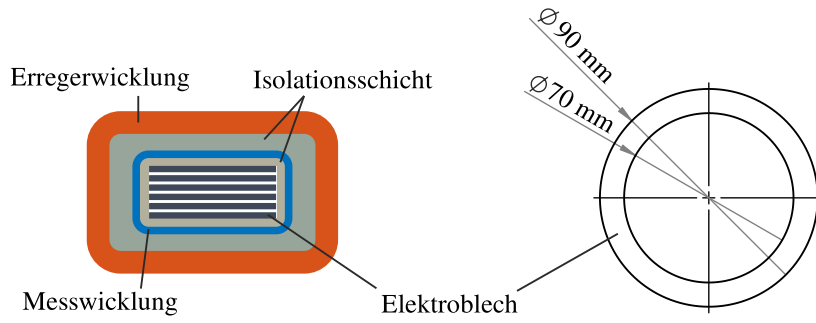


Figure 8.4: Querschnitt der Ringprobe

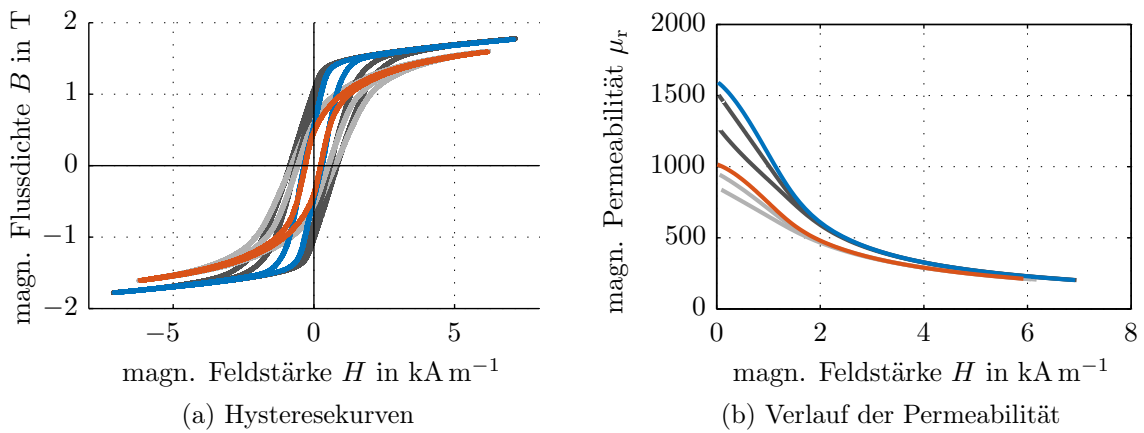


Figure 8.5: Messergebnisse der thermischen Materialbehandlung von M270-50A: unbehandelte Probe (blau) und behandelte Probe (orange)

den Untersuchungen und Wärmebehandlungen an der Maschine wurde eine Temperatur von 1100 °C gewählt. Schliffbilder der Proben sind in Abbildung A.3 gezeigt. Die gemessenen Hysteresekurven des betrachteten Materials M270-50A sind in Abbildung 8.5 gezeigt. Die farbigen Hysteresekurven der unbehandelten Probe (blau) und behandelten Probe (orange) wurden bei 50 Hz gemessen. Die grau hinterlegten Kurven zeigen den Verlauf der Hysteresekurve bei steigender Frequenz mit 200 Hz und 400 Hz. Insgesamt lässt sich eine um bis zu 33 % reduzierte Permeabilität ablesen. Die Messkurven wurden in Tabellen hinterlegt und als Grundlage der Sättigungscharakteristik im Bereich der Haltestege während der FE-Simulation berücksichtigt.

8.2 Reluktanz-Synchronmaschine mit modifiziertem Rotor

In diesem Abschnitt wird die RSM mit modifiziertem Rotorblech diskutiert. Dazu werden die Rotorstege aus Abbildung 8.1b mit thermisch unbehandeltem und mit behandeltem

Elektroblech theoretisch verglichen. Der thermisch unbehandelte Rotor ① stellt die Basis dieses Vergleichs dar. Die behandelte Maschine wird in zwei unterschiedlichen Varianten betrachtet. Zuerst werden nur die Mittelstege ② und in einer zweiten Version zusätzlich die Außenstege ③ des Rotors thermisch modifiziert. Des Weiteren werden die Mittelstege entfernt ④ um die Auswirkung des Streupfades zu verdeutlichen. Dieser Fall ist für den geforderten Drehzahlbereich jedoch nicht geeignet und dient lediglich dem hiesigen Vergleich. In der Simulation werden die Materialdaten der in Abbildung 8.1b eingezeichneten Bereiche der Stege durch die Materialkurven der Messungen aus Abbildung 8.5 ersetzt und ausgewertet. Dabei werden die Maschinen bei Nennstrom mit einem Vorsteuerwinkel von $\gamma = 60^\circ$ simuliert. In Tabelle 8.2 ist der Einfluss der Haltestege auf das mittlere Drehmoment zu erkennen. Ausgehend von Fall 1 steigt das Drehmoment mit sinkendem Streufluss in den Rotorstegen bis hin zu Fall 4 an. Zudem sinkt die Drehmomentwelligkeit für die drei Rotoren mit Mittelstegen (ausgenommen Fall 4). Es ist zu beachten, dass die Rotoren den identischen Rotorquerschnitt aufweisen und eine Verjüngung der Haltestege durch die Materialhärtung nicht vorgenommen wurde. Mittelstege geringerer Breite würden stärker zum Maximalwert des Drehmoments aus Fall 4 tendieren. Die Streuflussreduktion wirkt sich neben der Drehmomentausbeute auch auf die Streuinduktivität und somit den Leistungsfaktor der Maschine aus. Die Induktivitäten werden an dieser Stelle nicht explizit betrachtet. Der Leistungsfaktor zeigt die Summe der Auswirkungen des modifizierten Materials, da die mittlere Wellenleistung steigt und die Streuinduktivität sinkt.

Für Fall 1 und 2 wurden Prototypen aufgebaut und vermessen. Fall 3 und 4 wurden im Rahmen dieser Arbeit nicht betrachtet. Zur thermischen Behandlung im Fall 2 wurden die Rotorstege manuell mit Wolframelektroden über eine Federzange kontaktiert und mit einem Kurzschlussstrom von 135 A kurzzeitig erhitzt. Anschließend wurde das Material auf Raumtemperatur abgeschreckt. Die Haltedauer bei Härtetemperatur wurde auf ca. 1 s eingestellt. Eine Streuung der Haltedauer war aufgrund der druckabhängigen Kontaktierung nicht vermeidbar. Jedoch wurde die Temperatur mit Abgleich der Glühfarben des Materials durchgeführt, so dass der Bereich um ca. 1100 °C eingestellt werden konnte. Nach der Modifikation der Einzelbleche wurde der Rotor paketierrt und in die Maschine M7 eingesetzt. Der Messaufbau ist in Abschnitt A.6 gezeigt. Eine Vermessung der beiden Maschinen zeigt die deutliche Differenz zwischen Fall 1 und Fall 2. Eine Übersicht der Ergebnisse ist in Tabelle 8.3 gelistet. Das mittlere Drehmoment ist im Fall 2 um 1.2 % erhöht. Die Drehmomentwelligkeit wurde bei diesem Prototypen nicht mit blockiertem Rotor ermittelt, so dass anhand der gemessenen Oberschwingungsleistung die Amplitude

Fall	T_{el}	ΔT_{el}	$\cos(\varphi)$
1	5.13 Nm	11.12 %	0.699
2	5.23 Nm	6.22 %	0.702
3	5.33 Nm	8.16 %	0.705
4	5.40 Nm	12.05 %	0.708

Tabelle 8.2: Elektrische Ausgangsdaten der Maschine M7

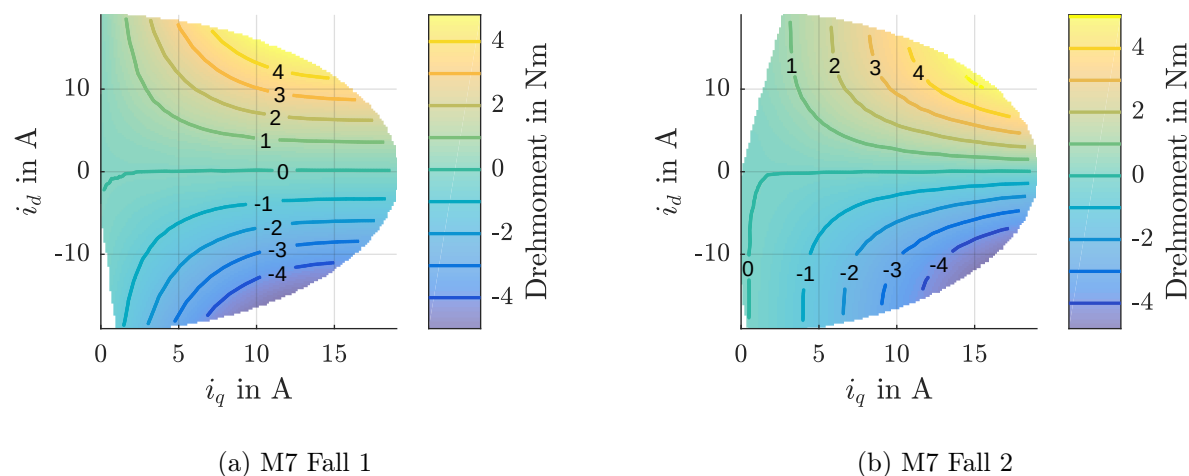


Figure 8.6: Kennfeldmessung der Prototypen ohne und mit modifiziertem Rotor bei 1000 U/min

abgeschätzt wurde. Daher ist in der Tabelle die Drehmomentwelligkeit für Fall 2 in Relation zur Drehmomentwelligkeit für die Maschine des Fall 1 angegeben. Auch dieser Wert deckt sich gut mit den zuvor bestimmten Werten, jedoch ist dieses Ergebnis aufgrund der gegebenen Schätzung mit der Ungenauigkeit der Leistungsmessung beaufschlagt. Zusätzlich zum Anstieg des Drehmoments ist auch der Wirkungsgrad der modifizierten Maschine erhöht. Daraus lässt sich ebenfalls auf die Wirksamkeit des reduzierten Streuflusses schließen. Abschließend sind die Drehmomentkennfelder beider Prototypen in Abbildung 8.6 gezeigt. Durch einen Vergleich der eingezeichneten Höhenlinien lässt sich der geringere Blindstrombedarf von der Maschine im Fall 2 zur Drehmomenterzeugung deutlich erkennen. Dies ist die direkte Folge des reduzierten Streuflusses innerhalb des Rotors der Maschine.

Fall	T_{el}	ΔT_{el}	η
1	5.01 Nm	-	82.9 %
2	5.07 Nm	-4.9 %	83.2 %

Tabelle 8.3: Messergebnisse der Maschine M7 ohne und mit Rotormodifikation

8.3 Zusammenfassung der Ergebnisse

In diesem Kapitel wurde ein Verfahren zur Reduktion des Streuflusses in den mechanischen Haltestegen des Rotors einer RSM beschrieben. Dazu wurde der Stator einer bestehenden Maschine übernommen und ein neuer Rotorquerschnitt entworfen. Die bei

Maximaldrehzahl auftretenden Fliehkräfte sowie die Belastung des Rotors durch elektromagnetische Kräfte erfordern zusätzliche mechanische Haltestege zur Stabilisierung der Rotorstruktur. Dadurch wird der Streufluss erhöht und das mittlere Drehmoment sowie der Leistungsfaktor und der Wirkungsgrad werden reduziert. Um dem entgegenzuwirken, wurde eine Möglichkeit zur lokalen thermischen Modifikation der Permeabilität vorgestellt. Dadurch wird der magnetische Widerstand in den Stegen erhöht und der Streufluss vermindert. Es wurden die theoretischen Grundlagen der Eigenschaften von Elektroblechen zum Verständnis des Verfahrens zusammengefasst. Anschließend wurden Materialproben thermisch modifiziert, gehärtet und die Veränderung der Permeabilität vermessen. Die Ergebnisse der Modifikation wurden als Grundlage der nachfolgenden Rotormodifikation und Berechnung genutzt. Zum Abgleich der theoretischen Auslegung wurden zwei Maschinen aufgebaut, wobei eine Maschine mit modifizierten Haltestegen ausgeführt wurde. Die Vermessung der Maschinen zeigt die Wirksamkeit der Methode. Das Drehmoment konnte geringfügig um 1.1 % gesteigert werden. Zudem wurde der Oberschwingungsanteil des Drehmoments um 4.9 % reduziert. Der Leistungsfaktor und der Wirkungsgrad konnten ebenfalls erhöht werden. Die Erhöhung des Wirkungsgrads ist dabei auch auf die verringerten Eisenverluste durch den geringeren Streufluss zu erklären.

9 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurden Methoden zur Analyse und Auslegung von Synchronmaschinen unter Berücksichtigung der Oberwellen vorgestellt. Dabei wurden die zwei Teile, Modellierung und Regelung zum Einen und die Auslegung von RSM zum Anderen, betrachtet. Die vorgestellten Methoden zeigen das Verbesserungspotential elektrischer Antriebe am Beispiel einer IPMSM und von RSM bei Betrachtung von Raumharmonischen und Oberschwingungen auf.

Modellierung von Synchronmaschinen und Leistungselektronik

Es wurde die Modellierung von Synchronmaschinen mit Raumharmonischen und dynamischen Eisen- und Magnetverlusten vorgestellt. Die aufgeführten Modelle sind dabei für IPMSM und RSM gültig, so dass im Fall von Reluktanz-Synchronmaschinen der identische Ansatz ohne Betrachtung der Magnete verwendet werden kann. Dazu wurde das dynamische Maschinenmodell mit Raumharmonischen um eine dynamische Eisen- und Magnetverlustmodellierung erweitert. Aus dem Ansatz der Bertotti-Gleichung wurde die Berechnung der Wirbelstromverluste um einen nichtlinearen Term erweitert. Es wurde gezeigt, dass sich die resultierende Gleichung durch Integration in die bekannten empirischen Ansätze der IEM5-Formel sowie der mGSE und iGSE überführen lässt. Mit der hergeleiteten Gleichung ist in Abhängigkeit der Flussdichte die Berechnung der Verluste in Echtzeit möglich und so für eine transiente Modellierung geeignet. Nachfolgend wurde die Gleichung basierend auf der Flussdichte auf eine Gleichung in Abhängigkeit der Flussverkettung übertragen. Nach der Parametrierung ist keine weitere gekoppelte FE-Simulation zur Bestimmung der transienten Verluste nötig, so dass zusammen mit dem Maschinenmodell mit Raumharmonischen ein ganzheitlicher Ansatz zur Bestimmung des transienten Maschinenverhaltens in Echtzeit besteht. Nach der theoretischen Herleitung wurde die Parametrierung durch Messdaten des Maschinenmodells mit Raumharmonischen und erweitertem Verlustmodell anhand einer IPMSM erläutert. Dazu wurden zwei Messverfahren vorgestellt, so dass die Modelle vollständig extrahiert werden konnten.

Mit dem transienten Maschinenmodell können zukünftig Antriebssysteme inklusive der Kupfer-, Eisen- und Magnetverluste modelliert werden. Somit können eine veränderte Ansteuerung und Regelung der Maschine auf die entstehenden Verluste ohne gekoppelte FE-Simulationen untersucht werden. Durch diese Vereinfachung kann die übliche Trennung der Entwicklung zwischen Maschinenentwurf und Regelung aufgebrochen werden.

Des Weiteren wurden das nichtlineare Schaltverhalten und die entstehenden Verluste der

Leistungselektronik kurz erläutert. Dabei wurden die für diese Arbeit relevanten nicht-linearen Effekte beschrieben und kompensiert. Eine Abschätzung der Verluste in Abhängigkeit der Maschinenparameter und des Arbeitspunkts schließt die Modellierung der Leistungselektronik ab. Für den Betrieb von RSM mit niedrigem Leistungsfaktor wurde eine Näherung der Verluste eingeführt. Die Berechnung der Gesamtverluste, bestehend aus Leit- und Schaltverlusten, ist durch die erläuterten Formeln ausschließlich in Abhängigkeit der Maschinenparameter analytisch bestimmbar. Somit sind die vorgestellten Gleichungen zur Trajektorienberechnung für den verlustoptimalen Betrieb geeignet. Eine Messung und Gegenüberstellung der Verluste wies eine gute Übereinstimmung mit den theoretisch bestimmten Verlusten über den gesamten Bereich des Kennfelds auf.

Diskretisierung und Regelung

In diesem Teil der Arbeit wurde die Diskretisierung der Gleichungen des Maschinenmodells zusammengestellt. Dazu wurde die Lagrange-Diskretisierung als Vereinfachung der exakten Diskretisierung genutzt um Antriebssysteme mit hoher Grundfrequenz bei geringem Aufwand diskretisieren zu können. Basierend auf den diskreten Systemgleichungen wurden Beobachter der Systemgrößen zusammengefasst. Für den Betrieb der Synchronmaschinen wurde zudem die Berechnung der Trajektorien für die FOC vorgestellt. Danach wurde ein Regelungskonzept zur Reduktion der Oberschwingungen und deren Auswirkung auf die resultierenden Verluste gezeigt. Dabei verdeutlichte sich deren Wirksamkeit anhand von Messergebnissen.

Auslegung von Reluktanz-Synchronmaschinen

Die Auslegung von RSM wurde von der Auswahl der Maschinenkonfiguration bis hin zum detaillierten elektromagnetischen Entwurf vorgestellt. Zur Bewertung der Konfigurationen wurden drei Faktoren identifiziert, die insbesondere bei RSM mit konzentrierter Wicklung einen hohen Stellenwert einnehmen. Neben dem Wicklungs- und Streuflussfaktor wurde ein neuer Drehmomentfaktor hergeleitet und beschrieben. Damit lässt sich die spätere Drehmomentausbeute einer Maschine vorhersagen, ohne komplexe FE-Berechnungen durchführen zu müssen. Des Weiteren wurde eine neue Wicklungskonfiguration für RSM mit konzentrierter Wicklung zur Optimierung der drei Faktoren entworfen. Nachfolgend wurde der elektromagnetische Vorentwurf von RSM anhand analytischer Gleichungen zur zeiteffizienten Berechnung hergeleitet und zusammengestellt. Aus dem Vorentwurf gingen geometrische, elektrische und elektromagnetische Parameter und Kenndaten der Maschine hervor, so dass diese an die gestellten Anforderungen angepasst werden konnten.

Anschließend wurde die statistische Versuchsplanung zur Detailauslegung von RSM vorgestellt. Diese Methode eignet sich für Multi-Parameteroptimierungen und extrahiert zudem eine Regressionsgleichung. Die Feldeberechnungen wurden dabei in FE-Simulationen durchgeführt und deren Ergebnisse anhand der Regressionsgleichung optimiert, ohne erneute Modellberechnungen durchführen zu müssen. Zudem konnte durch die SVP die

Anzahl der nötigen Versuche bzw. Modelle auf ein Minimum reduziert werden. Es wurde gezeigt, dass diese Methodik zu einer tiefen Kenntnis des vorliegenden Optimierungsraums führt und eine analytische Optimierung der Maschinengeometrie und -parameter mithilfe der Regressionsgleichungen zulässt. In dieser Arbeit wurden zur gesamten Auslegung der Synchronmaschine 745 Modellrechnungen benötigt, wodurch der Entwurfsprozess erheblich beschleunigt werden konnte.

Abschließend wurde anhand eines Applikationsbeispiels eine RSM als Direktantrieb mit konzentrierter Wicklung vorgestellt und das Auslegungsverfahren durchlaufen. Die Ergebnisse der Auslegung wurden an einem Prototypen validiert und zeigten eine gute Übereinstimmung.

Reduzierte Drehmomentwelligkeit

Am Beispiel einer RSM mit hoher Überlastfähigkeit wurde ein Verfahren zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit eingeführt. Dazu wurde eine asymmetrische Rotorstruktur vorgestellt, die nach vorhergehender Maschinenauslegung im elektromagnetischen Entwurf vorgesehen werden kann. In einer detaillierten Auslegung konnte der Oberwellenanteil des Drehmoments um bis zu 89 % reduziert werden. Dabei wurde das mittlere Drehmoment kaum beeinflusst. Zur Validierung der entworfenen Maschine wurden Messungen mit rotierendem und blockiertem Rotor durchgeführt. Die geringen Abweichungen der Messung, gegenüber der Auslegung konnten auf fertigungsbedingte Einflüsse zurückgeführt werden.

Streuflussreduktion durch Modifikation des Elektroblechs

Zur Steigerung des Drehmoments und zur Reduktion des Streuflusses in RSM wurde ein Verfahren zur Modifikation des Elektroblechs vorgestellt. Nach der Erläuterung des Maschinenentwurfs wurden die physikalischen Eigenschaften von Elektroblech zusammengefasst. Anschließend wurden Materialproben des Elektroblechs thermisch modifiziert, so dass sich der magnetische Widerstand erhöhte. Die lokale Anwendung des Verfahrens auf die mechanischen Haltestege des Rotors konnte den Streufluss gezielt reduzieren. Die Vermessung zweier Maschinen mit und ohne modifiziertem Rotor zeigte die Wirksamkeit der Methodik. Das Drehmoment wurde dabei kaum erhöht, jedoch konnte eine Reduktion des Streuflusses anhand von Kennfeldmessungen nachgewiesen werden.

Ausblick

Die in der dynamischen Maschinenmodellierung vorgestellten Gleichungen erlauben die Bestimmung der Eisenverluste. Jedoch können die Eisen- und Magnetverluste im Rotor für das auf der Flussverkettung basierende Modell weiter präzisiert werden. Des Weiteren würde eine Rückführung der Verluste in Form von Verlustströmen die Genauigkeit des dynamischen Modells mit Raumharmonischen erhöhen. Dazu müssen die bestimmten

Verluste des vorgestellten Modells separiert und in einen äquivalenten Strom überführt werden. Der Zusammenschluss von thermischem Lumped-Parameter-Modell aus [75] und akustischem Modell aus [76] ermöglicht die ganzheitliche Betrachtung des Antriebssystems.

In dieser Arbeit wurde gezeigt, dass ein konstanter Verlauf der Flussverkettung zu minimierten Verlusten führt. Eine fortgeführte Untersuchung der flussorientierten Regelung kann weiteres Potenzial zur Verlustreduktion heben und so die Effizienz der Systeme steigern. Eine FPGA basierte Regelung könnte dabei im Zusammenspiel mit modernen Halbleiterbauelementen die Regelbandbreite stark erhöhen und unerwünschte Oberschwingungen eliminieren.

Für den Prozess zur Auslegung von RSM können weitere Konfigurationen konzentrierter Wicklungen untersucht werden. Dabei sollte die Methode des Star of Slots zur Reduktion der Varianten einbezogen werden. Weiterhin kann in der analytischen Vorauslegung der Maschine der Rotor explizit berücksichtigt werden, so dass der Einfluss von Barrierenform und -ausprägung abgedeckt wird.

Für Maschinen mit hoher Umlaufgeschwindigkeit sollte die Auswirkung der beschriebenen thermischen Blechmodifikation weiter untersucht werden. Die erreichbare Verbesserung kann hier größer ausfallen als in dem gezeigten Fallbeispiel, wenn die Haltestege aufgrund mechanischer Anforderungen breiter sind und so das elektromagnetische Verhalten stärker einschränken. Daher sollte die Zugfestigkeit der gehärteten Materialproben untersucht werden, um die geometrische Breite der Haltestege neben der verminderten magnetischen Permeabilität zu verringern.

A Anhang

A.1 Kenndaten der Maschinen

Die Auflistung der verwendeten Maschinen und aufgebauten Prototypen ist nachfolgend aufgeführt.

A.1.1 Permanentmagnet-Synchronmaschine M1

Für ein Hybridfahrzeug wurde im Rahmen des vom Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie geförderten Projektes Europahybrid ein elektrischer Antrieb entwickelt. Die elektrische Maschine dient in dieser Arbeit als Applikationsbeispiel für die vorgestellten Modelle und Verfahren zur Parametrierung. Die Kenndaten der IPMSM M1 sind in Tabelle A.1 aufgeführt. Die detaillierte Auslegung und Beschreibung der Maschine ist in [12] einzusehen. Dabei ist der Stator der achtpoligen Maschine mit konzentrierter Wicklung und 12 Statorzähnen ausgeführt.

Tabelle A.1: Kenndaten der IPMSM M1

Nennleistung	35 kW
max. Leistung	70 kW
Nenndrehzahl	4400 U/min
max. Drehzahl	12 000 U/min
Nenndrehmoment	75 Nm
max. Drehmoment	140 Nm
Zwischenkreisspannung	650 V
Nennstrom	120 A
max. Strom	240 A
Statordurchmesser	146 mm
Rotordurchmesser	92 mm
Aktivlänge	224 mm
Luftspaltweite	0.7 mm

A.1.2 Reluktanz-Synchronmaschine M4

Für einen Direktantrieb mit hohem Drehmoment wurde im Rahmen des vom Bundesministerium für Wirtschaft und Energie geförderten Projektes Torque-Drive (03EFHNW135) ein Scheibenläufer als Reluktanz-Synchronmaschine entwickelt. Die Kenndaten der RSM M4 sind in Tabelle A.2 aufgeführt.

Tabelle A.2: Kenndaten der RSM M4

Nennleistung	2.36 kW
Nenndrehzahl	550 U/min
max. Drehzahl	900 U/min
Nenndrehmoment	39.2 Nm
max. Drehmoment	60 Nm
Zwischenkreisspannung	560 V
Nennstrom	12.9 A
max. Strom	22 A
Statordurchmesser	257 mm
Rotordurchmesser	150 mm
Aktivlänge	50 mm
Luftspaltweite	0.4 mm

A.1.3 Reluktanz-Synchronmaschine M6

In einer nicht näher spezifizierten Applikation wurde im Rahmen des vom Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie geförderten Projektes Lufo-4 KONKRET (20Y0906A) eine Reluktanz-Synchronmaschine mit hoher Überlastfähigkeit entwickelt. Die Kenndaten der RSM M6 sind in Tabelle A.3 aufgeführt.

A.1.4 Reluktanz-Synchronmaschine M7

Als Demonstrator und Muster zur Validierung wurde eine Reluktanz-Synchronmaschine mit modifiziertem Elektrobloch des Rotors entwickelt und aufgebaut. Die Kenndaten der RSM M7 sind in Tabelle A.4 aufgeführt.

Tabelle A.3: Kenndaten der RSM M6

Nennleistung	2.86 kW
Nenndrehzahl	2200 U/min
Nenndrehmoment	12.5 Nm
max. Drehmoment	20 Nm
Zwischenkreisspannung	450 V
Nennstrom	14.5 A
max. Strom	23.3 A
Statordurchmesser	115 mm
Rotordurchmesser	64.75 mm
Aktivlänge	90 mm
Luftspaltweite	0.4 mm

Tabelle A.4: Kenndaten der RSM M7

Nennleistung	0.8 kW
Nenndrehzahl	1500 U/min
Nenndrehmoment	5.07 Nm
max. Drehmoment	10 Nm
Zwischenkreisspannung	70 V
Nennstrom	14.5 A
Statordurchmesser	125 mm
Rotordurchmesser	77.5 mm
Aktivlänge	90 mm
Luftspaltweite	0.25 mm

A.2 Verlustgleichungen des Rotors

Eisenverluste im Rotor:

$$\begin{aligned}
p_{v,r}(t) = & \omega_{el} \cdot \left(a'_1 \sqrt{\psi_{dq,m}^2 - \psi_{dq}^2} \cdot \left| \frac{d\psi_{dq}}{dt} \right| \right. \\
& + a'_2 \cdot \left(\frac{d\psi_{dq}}{dt} \right)^2 + a'_3 \left(\frac{d\psi_{dq}}{dt} \right)^2 \cdot (\psi_{dq})^2 \\
& \left. + a'_5 \cdot \left| \frac{d\psi_{dq}}{dt} \right|^{3/2} \right)
\end{aligned} \tag{A.1}$$

Wirbelstromverluste im Magnetmaterial:

$$p_{v,r,mag}(t) = \omega_{el}^2 \cdot (a'_1 \psi_d^2 + a'_2 \psi_q^2 + a'_3 \psi_d \psi_q) + a'_4 \cdot \omega_{el} \cdot \left(\left(\frac{d\vec{\psi}^{dq}}{dt} + \vec{\psi}^{dq} \right) \times \vec{\psi}^{dq} \right) \quad (A.2)$$

A.3 Verluste der Leistungselektronik

$$\cos(\phi) = \text{atan2} \left(\frac{u_q}{u_d} \right) - \text{atan2} \left(\frac{i_q}{i_d} \right) \quad (A.3)$$

$$m \cos(\phi) = -\frac{\sqrt{3}}{u_{dc}} \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \cdot \left(R_s + \omega_{el} \frac{i_d i_q}{i_d^2 + i_q^2} \cdot ((L_d - L_q) + \frac{\psi_f}{i_d}) \right) \quad (A.4)$$

$$\begin{aligned} p_{leit} &= p_{leit,IGBT} + p_{leit,Diode} \\ &= (i_d^2 + i_q^2) \cdot \left[(R_{IGBT} + R_{Diode}) \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{1}{2\pi} \right) \right. \\ &\quad \left. + m \cos(\phi) \cdot (R_{IGBT} - R_{Diode}) \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{1}{3\pi} \right) \right] \\ &\quad + \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \cdot (u_{IGBT} + u_{Diode}) + \frac{m \cos(\phi)}{8} (u_{IGBT} - u_{Diode}) \right] \end{aligned} \quad (A.5)$$

$$p_{sw} = \frac{f_{sw}}{\pi} \cdot \left[\frac{i'_s}{i^n} \cdot \left(\frac{u_{dc}}{u_{dc}^n} \right)^{1,4} \cdot (W_{ein} + W_{aus}) + \left(\frac{i'_s}{i^n} \right)^{0,6} \cdot \left(\frac{u_{dc}}{u_{dc}^n} \right)^{0,6} \cdot W_{rr} \right] \quad (A.6)$$

$$p_{LE} = 6 \cdot (p_{leit} + p_{sw}) \quad (A.7)$$

A.4 Wickelschema der konzentrierten Wicklungen

Die neue Wicklungskonfiguration mit 18 Statorzähnen und einer Polpaarzahl von $p = 5$ ist in Abbildung A.1 gezeigt. Dabei sind die einzelnen Spulen jeweils seriell verschaltet. Das Verhältnis der Windungszahl des ersten Wicklungssystems bezogen auf das zweite Wicklungssystem beträgt $\frac{w_1}{w_2} = 0,7$.

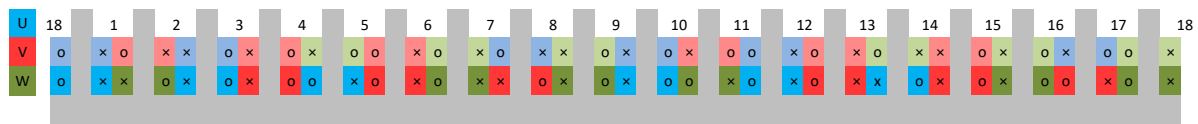


Figure A.1: Wickelschema von M4

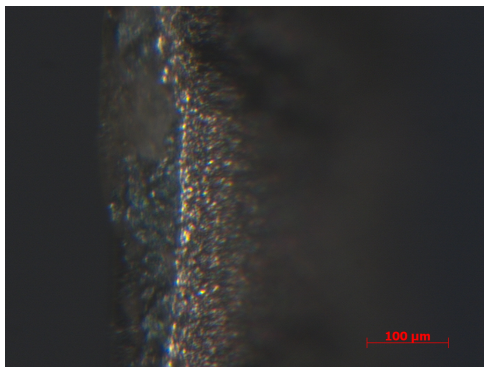
A.5 Modifikation des Elektroblechs

Zur Modifikation des Elektroblechs wurden mehrere Proben thermisch behandelt und abgeschreckt. Anschließend wurden die Proben jeweils einzeln vermessen. Dazu bedeckt zunächst eine Isolationsschicht die Probe, welche von einer Messwicklung umgeben ist (in Abbildung A.2 links dargestellt). Die Erregerwicklung bedeckt flächig und schlüssig die gesamte Probe um den Streufluss während der Messung zu minimieren (in Abbildung A.2 rechts gezeigt).

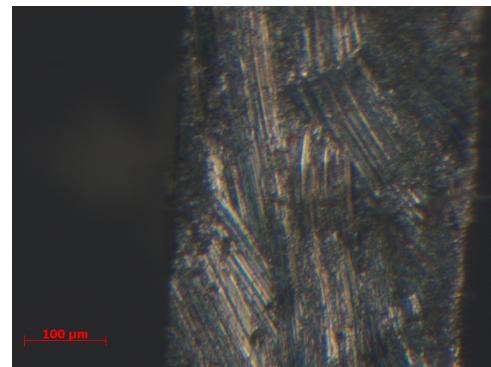
Das Schliffbild eines Probenquerschnitts in Abbildung A.3 zeigt links das unbehandelte Elektroblech und rechts die für martensitisches Gefüge typische stäbchenförmige Struktur nach der thermischen Modifikation.



Figure A.2: Ringproben mit Erreger- und Messwicklung zur Vermessung der Permeabilität μ_r



(a) nicht modifizierte Probe



(b) modifizierte Probe

Figure A.3: Schliffbilder der Ringprobe M270-50A vor (links) und nach thermischer Modifikation (rechts)

A.6 Frequenzumrichter und Prüfstände

Der LFU 1 ist ein dreiphasiger, IGBT-basierter FU und wurde in den beschriebenen Experimenten mit einer Schaltfrequenz von 10 kHz bei einer Zwischenkreisspannung von 560 V betrieben. Dabei kann ein Maximalstrom von bis zu 400 A bereitgestellt werden. Die Kenndaten des Prüfstands der experimentellen Validierung sind für LFU 1 in Tabelle A.5 zusammengefasst.

Die Kenndaten des Prüfstands zur Vermessung der Maschinen M7 sind in Tabelle A.6 gegeben. Dabei fungiert eine ASM als Lastantrieb. Der IGBT-basierte Labor-Frequenzumrichter 2 (LFU 2) speist den Prüfling und die Lastmaschine mit Drehzahlregelung und unterlagter FOC. Der FU nutzt zur Regelung und Speisung der Maschinen eine Schaltfrequenz von 10 kHz bei einer Zwischenkreisspannung von 60 V.

Tabelle A.5: 70 kW Prüfstand

Leistung	70 kW
max. Drehzahl	6000 U/min
max. Drehmoment	280 Nm
Spannung	560 V
max. Strom	400 A
Schaltfrequenz	10 kHz

Tabelle A.6: 750 W Prüfstand

Leistung	750 W
max. Drehzahl	6000 U/min
max. Drehmoment	7 Nm
Spannung	60 V
max. Strom	35 A
Schaltfrequenz	10 kHz

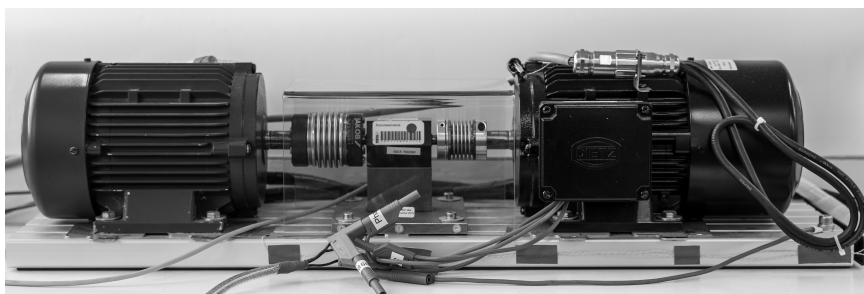


Figure A.4: 750 W Prüfstand zur Vermessung von M7

Abkürzungen

2-D	2-dimensionale
3-D	3-dimensionale
ANOVA	Varianzanalyse
ASM	Asynchronmaschine
Expert-Logger	Datenlogger von Dephin Technology
FE	Finite-Elemente
FLFM1-300	Drehmomentmesswelle FLFM1 mit 300 Nm von Ates-teo
FLFM1-50	Drehmomentmesswelle FLFM1 mit 50 Nm von Ates-teo
FOC	feldorientierte Regelung
FU	Frequenzumrichter
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
iGSE	improved Generalized Steinmetz Equation
Ipetronic	Ipetronic Temperaturmessgerät
IPMSM	Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten
IRTF	ideal rotierender Transformator
JMAG	JMAG, Software zur elektromagnetischen Feldberechnung von JSOL
LFU 1	Labor-Frequenzumrichter 1
LFU 2	Labor-Frequenzumrichter 2
LMG 500	Zimmer Leistungsmessgerät 500
LMG 640	Zimmer Leistungsmessgerät 640
M270-50A	Elektroblech M270-50A
M330-50A	Elektroblech M330-50A
M400-50A	Elektroblech M400-50A
MATLAB	MATLAB®, Software zur numerischen Berechnung
mGSE	modified Generalized Steinmetz Equation
MicroLabBox	Echtzeit-Regelungssystem MicroLabBox von dSPACE

Minitab 17	Minitab 17 [®] , Statistik Software
MOTORCAD	MOTORCAD [®] , Simulationssoftware zur thermischen Auslegung elektrischer Maschinen
MTPA	maximales Drehmoment je Ampere
MTPF	maximales Drehmoment je Fluss
MTPV	maximales Drehmoment je Verluste
OFAT	One Factor At One Time
PI	Proportional-Integral-Glied
PWM	Pulsweitenmodulation
RSA	Antwortflächenanalyse, engl. Response Surface Analysis
RSM	Reluktanz-Synchronmaschine
SPEED	SPEED [®] , Software zur analytischen Auslegung elektrischer Maschinen
SVM	Raumzeigermodulation
SVP	Statistische Versuchsplanung

Symbole

Typ

$\underline{X}$ komplexe Zahl
 $|X|$ Absolutwert
 $\hat{X}$ Schätzwert
 X^* konjugiert komplex
 $\mathbf{X}^{-1}$ Inverse der Matrix
 $\mathbf{X}$ Matrix
 $\overline{X}$ Mittelwert
 $\vec{X}$ Vektor
 $\mathbf{X}^T$ transponierte der Matrix

Latainischer Buchstabe

A Fläche
 A aufgespannte Fläche
 B magnetische Flussdichte
 C Kapazität
 D Durchmesser
 D elektrische Flussdichte
 E elektrische Feldstärke
 G Transferfunktion
 H magnetische Feldstärke
 J Stromdichte
 J Trägheit
 L Induktivität
 M Maschine Nr.
 N Nummer, Anzahl
 R magnetischer Widerstand
 R elektrischer Widerstand
 R Bestimmtheitsmaß
 T Abtastzeit
 T Drehmoment
 V magnetische Spannung
 V Volumen
 W Energie
 b Breite
 d Dicke (z.B. Elektroblech)
 f Frequenz
 h Höhe

i Strom
 k Faktor
 l Länge
 m Masse
 n Ordnung der Harmonischen
 n Geschwindigkeit
 p Polpaarzahl
 u Spannung
 w Windungszahl

Griechischer Buchstabe

Φ magnetischer Fluss
 λ Verhältnis
 μ Permeabilität
 ω Winkelgeschwindigkeit
 ψ Flussverkettung
 ρ Leitwert
 θ Winkel
 θ Barrierenwinkel
 Θ Durchflutung

hochgestellte Indizes

X^2 Quadratur
 X^* Referenzwert
 $X^{\alpha\beta}$ statorfeste Koordinaten
 X^D Schwellspannung
 X^{dq} feldorientierte Koordinaten
 X^{hl} Spannungsabfall am Halbleiter
 $X^{\max}$ Maximum (z.B. Maximalstrom)
 X^n normalisiert
 X^{rms} Effektivwert
 X^{rst} statororientiertes 3-Phasensystem

tiefgestellte Indizes

X_α α -Achse in $\alpha\beta$ -Koordinaten
 X_β β -Achse in $\alpha\beta$ -Koordinaten
 X_0 0 (Index)
 X_1 1 (Index)
 X_2 2 (Index)
 X_A Ausgang
 X_{Ca} Ausgangskapazität
 X_{Diode} (Index)
 X_{IGBT} (Index)
 X_{LE} Leistungselektronik
 X_M Rotorausnutzung
 X_{PM} Permanentmagnet

X_{Ph}	Phase
X_{p}	Index des Abplattungsfaktors
$X_{\Delta\varphi}$	Inkrement der Rotorposition
X_{σ}	Streufluss
$X_{\varphi,k+1}$	bezogen auf die Rotorposition (Schritt k+1)
$X_{\varphi,k}$	bezogen auf die Rotorposition (Schritt k)
X_{φ}	bezogen auf die Rotorposition
X_{akt}	aktiv
X_{aus}	aus
X_{carter}	Index des Carter-Faktors
X_{cu}	Kupferverluste
X_{c}	Wirbelstrom
$X_{\text{d},\psi}$	zeitdiskret, auf Flussverkettung bezogen
$X_{\text{d},u}$	zeitdiskret, auf Spannung bezogen
X_{dc}	Gleichstrom
X_{d}	zeitdiskret
X_{d}	d-Achse in dq-Koordinaten
X_{ein}	ein
$X_{\text{el},k}$	Zeitpunkt k elektrisch
X_{el}	elektrisch
X_{ext}	Wickelkopfabstand
X_{ex}	Zusatzverluste
X_{fe}	Eisenverluste
X_{f}	Erregung
X_{f}	Filter
X_{h}	Hystereseverluste
X_{k+1}	k+1 (Schritt k+1)
X_{k}	k (Schritt k)
X_{leit}	leitender Zustand
X_{ls}	Luftspalt
X_{mag}	magnetisch (z.B. magnetische Energie)
X_{m}	mechanisch
X_{nut}	Nut
X_{p}	polbezogene Größe
X_{q}	q-Achse in dq-Koordinaten
X_{rb}	Reibverluste
X_{rr}	Reverse-Recovery-Effekt
X_{r}	relativ
X_{r}	rotorbezogene Größe
X_{s0}	Index 0
X_{sat}	Sättigung
X_{sk}	Skin-Effekt
X_{st}	Strang
X_{sw}	Index bezogen auf die Schaltfrequenz
X_{sym}	Symmetrie

X_s	Statorzahn
X_s	statorbezogene Größe
X_{tot}	Totzeit
X_v	Verluste
$X_{\text{wk,l}}$	Wickelkopfüberstand
X_{wk}	Wickelkopf
X_w	Wicklung
X_x	x-Achse oder Index
X_z	Zahn

Abbildungsverzeichnis

2.1	Querschnitt der vierpoligen IPMSM und RSM	6
2.2	Feldorientierte Regelung mit Beobachtern und Trajektorienfilter	7
3.1	IRTF basiertes Synchronmaschinenmodell [7] mit generischem $\vec{i}^{\text{dq}}$ -Block [3]	12
3.2	$\vec{i}^{\text{dq}}$ -Block mit Raumharmonischen [3]	13
3.3	Modellierung des Rastmoments [3]	14
3.4	magnetische Hysteresekurve und flächenäquivalente Ellipse	15
	(a) gemessene Hysteresekurve und flächenäquivalente Ellipse	15
	(b) Zeitverlauf der magnetischen Feldstärke (blau für die Hysteresekurve, lila für die Ellipse) und gelb für die Flussdichte	15
3.5	Verteilung der magnetischen Feldstärke im Elektroblech	17
3.6	Räumliche Verteilung der Stromdichte $J(y,t)$ und magnetischen Feldstärke $H(y,t)$ in Abhängigkeit der Flussdichte $B(t)$	18
3.7	Zeitlicher Verlauf der Eisen- und Wirbelstromverluste der flussdichte- und flussverkettungs-basierten Modellansätze. Die Verluste des flussdichtebasierten Modells wurden anhand der aufsummierten Verluste aller Volumenelemente berechnet. Das flussverkettungsbasierte Modell bestimmt die Gesamtverluste anhand der Flussverkettung in stator- und rotororientierten Koordinaten.	23
	(a) Statorverluste in AP_1	23
	(b) Statorverluste in AP_4	23
	(c) Rotorverluste in AP_1	23
	(d) Rotorverluste in AP_4	23
	(e) Magnetverluste in AP_1	23
	(f) Magnetverluste in AP_4	23
3.8	IRTF basiertes Synchronmaschinenmodell mit generischem $\vec{i}^{\text{dq}}$ -Block und erweitertem Verlustmodell	25
3.9	Blockschaltbild der Eisen- und Magnetverlustberechnung	26
3.10	Prüfaufbau zur rotierenden Vermessung von Maschine M1	27
3.11	Vermessung der Betriebspunkte im Kennfeld	28
	(a) Stützstellen der Kennfeldmessung	28
	(b) Quadranten der Kennfeldmessung	28
3.12	Extraktion des Statorstroms mit Raumharmonischen aus Messungen des zeitlichen Verlaufs	29
3.13	Kennfeld der Eisen- und Magnetverluste sowie der Verlustdifferenz zwischen Modell und Messung von IPMSM M1 bei 2000 U/min	30
	(a) Gemessene Eisen- und Magnetverluste	30

(b)	Verlustedifferenz von Messung und Modell	30
(c)	Mechanische Leistung	30
3.14	Prüfaufbau zur Vermessung mit blockiertem Rotor und Maschine M6 . . .	31
4.1	Ersatzschaltbild und Schaltsignale	34
(a)	Ersatzschaltbild einer Halbbrücke mit Ausgangskapazitäten	34
(b)	Schaltsignale des Treibers	34
4.2	Verlauf der Phasenspannung $\vec{u}^{\text{rst}}$ bei konstantem Ausgangsstrom während der Totzeit	35
4.3	Messung des zeitlichen Verlaufs der Spannungen mit und ohne Kompensation, ($U_{\text{th}} = 1.2 \text{ V}$, $k = 0,8$ zum Zeitpunkt $t = 0.2613 \text{ s}$)	36
(a)	Ausgangsspannung	36
(b)	Kompensationsspannung	36
4.4	Verluste des LFU 1 bei Betrieb von IPMSM M1 mit 2000 U/min unter Betrachtung des Modulationsgrads und des Leistungsfaktors	39
(a)	Simulierte Verluste der Leistungselektronik	39
(b)	Gemessene Verluste	39
5.1	Abtastung	41
5.2	Spannungsverlauf im drehenden Koordinatensystem	42
5.3	Stromverlauf und Fehlerverlauf gegenüber der exakten Diskretisierung bei einem Spannungssprung auf das Zustandsraummodell von M1	45
(a)	Dynamischer Einschwingvorgang	45
(b)	Einhüllende des Modellfehlers mit Lagrange-Diskretisierung	45
(c)	Einhüllende des Modellfehlers mit Foward-Euler-Diskretisierung	45
5.4	Verlauf der Matrixeinträge von $\mathbf{A}_d$ über der elektrischen Kreisfrequenz ω_{el} bei unterschiedlicher Diskretisierung der Zustandsgleichung von M1	46
(a)	$A_{1,1}$	46
(b)	$A_{2,1}$	46
(c)	$A_{1,2}$	46
(d)	$A_{2,2}$	46
5.5	Strombeobachter mit FE-Diskretisierung	47
5.6	Stromschätzer mit Lagrange-Diskretisierung	49
5.7	Inverse der Störübertragungsfunktion des Stromschätzers mit Lagrange-Diskretisierung bei einer Rotorfrequenz von $\omega_{\text{el}} = 0 \text{ rad s}^{-1}$	49
5.8	Luenberger Positionsbeobachter mit Vorsteuerung	50
5.9	Betriebsbereich der IPMSM, für die RSM gilt $\psi_f = 0 \text{ Vs}$	52
5.10	Referenztrajektorien der FOC für die Maschinen M1 und M7 bei einer Referenzdrehzahl von $n = 0 \text{ U/min}$ - MTPA-Kurve in orange, Stromgrenz- und MTPF-Kurve in blau	53
(a)	Referenzwerte von i_d für IPMSM M1	53
(b)	Referenzwerte von i_q für IPMSM M1	53
(c)	Referenzwerte von i_d für RSM M7	53
(d)	Referenzwerte von i_q für RSM M7	53
5.11	Feldorientierte Regelung mit Beobachtern, Trajektorienfilter und Kerbfilter	54

5.12	Signalverlauf bei FOC ohne Kerbfilter von IPMSM M1 bei 2000 U/min . .	56
(a)	Stromverlauf $\vec{i}^{\text{dq}}$	56
(b)	Verlauf der Flussverkettung $\vec{\psi}^{\text{dq}}$	56
(c)	Verlauf des gemessenen und berechneten Drehmoments	56
5.13	Signalverlauf bei FOC mit aktivem Kerbfilter von IPMSM M1 bei 2000 U/min	57
(a)	Stromverlauf $\vec{i}^{\text{dq}}$	57
(b)	Verlauf der Flussverkettung $\vec{\psi}^{\text{dq}}$	57
(c)	Verlauf des gemessenen und berechneten Drehmoments	57
5.14	Kennfeld der Eisen- und Magnetverluste ohne Kerbfilter sowie der Verlust- differenz zur Messung mit Kerbfilter von IPMSM M1 bei 2000 U/min . . .	58
(a)	Gemessene Verluste	58
(b)	Relative Verlustedifferenz zwischen der Regelung mit und ohne akti- ver Kompensation der Oberschwingungen	58
6.1	Auslegungsprozess	62
6.2	Wicklungsverschaltung einer konzentrierten Wicklung mit 9 Statornuten und 6 Polen	64
6.3	Magnetisches Vektorpotential des Vollrotors	66
(a)	6-polige Maschine mit verteilter Wicklung und 18 Statornuten	66
(b)	6-polige Maschine mit konzentrierter Wicklung und 9 Statornuten . .	66
6.4	Exemplarische Durchflutungsverteilung und Verzerrung $\Delta\theta$ durch Ober- wellen	67
(a)	6-polige Maschine mit verteilter Wicklung und 18 Statornuten	67
(b)	6-polige Maschine mit konzentrierter Wicklung und 9 Statornuten . .	67
6.5	Verteilung der Durchflutung und Verzerrung durch Oberwellen	70
(a)	Zweilagige Wicklung	70
(b)	Dreilagige Wicklung	70
6.6	Magnetisches Vektorpotential der Wicklungssysteme mit 18 Statornuten und 10 Polen	71
(a)	2-lagige Wicklung	71
(b)	3-lagige Wicklung	71
6.7	Abplattungsfaktor in Abhängigkeit der Sättigung [41]	73
6.8	Flächenzentrierter Drei-Faktor-Versuchsplan	80
6.9	Auszug aus dem Optimierungsergebnis der analytischen Vorauslegung mit den drei Vergleichsmaschinen	88
(a)	Verlauf des Wirkungsgrads über die Stromdichte	88
(b)	Verlauf des Leistungsfaktors über die Stromdichte	88
(c)	Verlauf des Wirkungsgrads über der Luftspaltweite	88
(d)	Verlauf des Leistungsfaktors über der Luftspaltweite	88
(e)	Verlauf der Gesamtmasse über der Luftspaltweite	88
(f)	Verlauf der mittleren Flussdichte im Statorzahn über der Luftspaltweite	88
6.10	Resultierende Rotorquerschnitte bei unterschiedlichen Optimierungskriterien	92
(a)	Minimale Eisenverluste P_{fe}	92
(b)	Maximaler Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$	92
(c)	Maximales mittleres Drehmoment T_{m}	92

(d)	Maximales mittleres Drehmoment T_m und Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$. . .	92
6.11	Finaler Maschinenentwurf M4	93
6.12	Stator und Rotor des Prototyps sowie dessen Prüfaufbau	94
(a)	Stator mit konzentrierter Wicklung	94
(b)	Rotor mit Abtriebswelle (vor dem Abdrehen des Aufmaßes)	94
(c)	Prüfaufbau zur Kennfeldvermessung	94
6.13	Messdaten der Maschine M4	96
(a)	Drehmomentverlauf über den Vorsteuerwinkel bei $n = 100$ U/min (durchgezogene Linie) und $n = 400$ U/min (gestrichelte Linie)	96
(b)	Spannungsverlauf über den Vorsteuerwinkel bei $n = 100$ U/min (durch- gezogene Linie) und $n = 400$ U/min (gestrichelte Linie)	96
(c)	Sättigungsverlauf der Längsinduktivität	96
(d)	Sättigungsverlauf der Querinduktivität	96
(e)	Wirkungsgradkennfeld	96
(f)	Kennfeld des Leistungsfaktors	96
7.1	Beispielmotor mit zwei Flussbarrieren und U-Struktur	100
7.2	Definition der asymmetrischen Barrierenwinkel	103
7.3	Rotorpaket	103
7.4	Querschnitte der Maschinen mit symmetrischem Rotor	105
(a)	Querschnitt von M5	105
(b)	Querschnitt von M6	105
7.5	Kennfelder der Drehmomentwelligkeit im Nennpunkt über die Barrieren- winkel θ_1 und θ_2	105
(a)	M5 mit 24 Statorzähnen	105
(b)	M6 mit 36 Statorzähnen	105
7.6	Verlauf des Drehmoments der untersuchten asymmetrischen Rotoren von Maschine M5 und M6	106
(a)	Drehmomentverlauf der symmetrischen Maschine M5	106
(b)	Drehmomentverlauf der symmetrischen Maschine M6	106
(c)	Drehmomentverlauf der Einzelsegmente A und B von Maschine M5 .	106
(d)	Drehmomentverlauf der Einzelsegmente A und B von Maschine M6 .	106
(e)	Drehmomentverlauf der finalen Maschine M5	106
(f)	Drehmomentverlauf der finalen Maschine M6	106
7.7	Finale asymmetrische Querschnitte der optimierten Maschine M5 und M6 .	107
(a)	Querschnitt von M5	107
(b)	Querschnitt von M6	107
7.8	Aufbau der Maschine M6	108
(a)	Seitenansicht der Maschine M6 mit Schaltkasten und Positionsgeber .	108
(b)	Rotorpakete der Maschine M6 mit der Segmentierung A, B, B, A . .	108
7.9	Drehmomentcharakteristik des Prototypen M6 bei steigender Amplitude des Effektivstroms und variiertem Vorsteuerwinkel	110
7.10	Rastmoment des Prototypen M6 über eine mechanische Rotordrehung . . .	110
7.11	Simulierte Drehmomentwelligkeit bei 12 Nm mit eingebrachten Schweiß- nähten	111

7.12	Messergebnisse von M6 mit rotierender Welle	111
(a)	Temperaturverlauf der Messstellen im Wickelkopf	111
(b)	Wirkungsgradkennfeld von M6	111
7.13	Verlauf und Frequenzspektrum des Drehmoments der Maschine M6	112
(a)	Drehmomentwelligkeit bei 12 Nm	112
(b)	Amplitudengang der Drehmomentwelligkeit bei 12 Nm	112
(c)	Drehmomentwelligkeit bei 20 Nm	112
(d)	Amplitudengang der Drehmomentwelligkeit bei 20 Nm	112
8.1	Definition der Barrierenform und Haltestege	117
(a)	Überführung der U-förmigen Rotorbarrieren in ein Fluid-Barrier-Design	117
(b)	Finaler Rotorquerschnitt mit mechanischen Haltestegen	117
8.2	Gitterstruktur von Eisen [72]	118
8.3	Temperatur-Zeitverlauf der Wärmebehandlung während des Härtens [72] .	119
8.4	Querschnitt der Ringprobe	120
8.5	Messergebnisse der thermischen Materialbehandlung von M270-50A: unbe-	
	handelte Probe (blau) und behandelte Probe (orange)	120
(a)	Hysteresekurven	120
(b)	Verlauf der Permeabilität	120
8.6	Kennfeldmessung der Prototypen ohne und mit modifiziertem Rotor bei	
	1000 U/min	122
(a)	M7 Fall 1	122
(b)	M7 Fall 2	122
A.1	Wickelschema von M4	133
A.2	Ringproben mit Erreger- und Messwicklung zur Vermessung der Permea-	
	bilität μ_r	134
A.3	Schliffbilder der Ringprobe M270-50A vor (links) und nach thermischer	
	Modifikation (rechts)	134
(a)	nicht modifizierte Probe	134
(b)	modifizierte Probe	134
A.4	750 W Prüfstand zur Vermessung von M7	135

Tabellenverzeichnis

3.1	Verlustparameter der Materialproben	21
3.2	Genauigkeit der dynamischen Verlustmodellierung in unterschiedlichen Arbeitspunkten von M1	24
6.1	Auszug der Faktoren aus den untersuchten Wicklungskonfigurationen . . .	71
6.2	Eingangsparameter der analytischen Berechnung	72
6.3	Beispiel eines vollfaktoriellen Versuchsplans mit Reduktion auf einen teilfaktoriellen Versuchsplan durch Rekombination der Faktoren	81
6.4	Auswahl teilfaktorieller Versuchspläne mit jeweiliger Auflösung	83
6.5	Teilfaktorielle Versuchspläne für flächenzentrierte RSA	84
6.6	Ausgangsvariablen der SVP	84
6.7	Anforderungen des Maschinenentwurfs an M2, M3 und M4	87
6.8	Ergebnis der analytischen Vorauslegung von M4	90
6.9	Kenndaten der ersten SVP nach Optimierung der Antwortvariablen mit Rotorquerschnitten aus Abbildung 6.10	91
6.10	Auslegungs- und Messergebnisse der RSM M4	93
7.1	Anforderungen an den Maschinenentwurf	100
7.2	Auslegungsergebnisse von M5 und M6	101
7.3	Auslegungsergebnisse der asymmetrischen Rotorbarrieren von M5 und M6	107
8.1	Elektrische Ausgangsdaten der 750 W-Asynchronmaschine	115
8.2	Elektrische Ausgangsdaten der Maschine M7	121
8.3	Messergebnisse der Maschine M7 ohne und mit Rotormodifikation	122
A.1	Kenndaten der IPMSM M1	129
A.2	Kenndaten der RSM M4	130
A.3	Kenndaten der RSM M6	131
A.4	Kenndaten der RSM M7	131
A.5	70 kW Prüfstand	135
A.6	750 W Prüfstand	135

Literatur

- [1] Bayerisches Staatsministerium für Umwelt und Gesundheit. „Energieeffiziente Elektrische Antriebe“. In: (2010). Online erhältlich unter https://www.stmuv.bayern.de/themen/ressourcenschutz/ressourceneffizienz/doc/energieeffiziente_antriebe_managementflyer.pdf; abgerufen am 8. Januar 2010.
- [2] ZVEI- Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e. V. „Energieeffizienz mit elektrischen Antrieben“. In: (2014). Online erhältlich unter https://www.zvei.org/fileadmin/user_upload/Presse_und_Medien/Publikationen/2017/November/Energieeffizienz_mit_elektrischen_Antrieben/ZVEI_BR_Energieeffizienz_Antriebe_NEU6.12.17_DOWNLOAD.pdf; abgerufen am 8. Januar 2010.
- [3] M. Boesing, M. Niessen, T. Lange und R. De Doncker. „Modeling Spatial Harmonics and Switching Frequencies in PM Synchronous Machines and their Electromagnetic Forces“. In: *Proceedings of the 20th International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2012.
- [4] R. W. D. Doncker. „Modern Electrical Drives: Design and Future Trends“. In: *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE, 2006.
- [5] G. Engelmann. „Reducing device stress and switching losses using active gate drivers and improved switching cell design“. Veröffentlicht auf dem Publikationsserver der RWTH Aachen University; Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 2018. Dissertation. Aachen: Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 2018, 1 Online-Ressource (xiii, 195 Seiten) : Illustrationen, Diagramme.
- [6] M. Felden, T. Finken und K. Hameyer. „Fahrzyklusgerechte Auslegung von Traktionsantrieben“. In: *Trends in der elektrischen Antriebstechnologie für Hybrid- und Elektrofahrzeuge*. Bd. 122. Haus der Technik - Fachbuchreihe. Renningen: expert, 2011, S. 153–167.
- [7] R. De Doncker, D. W. Pulle und A. Veltman. *Advanced Electrical Drives - Analysis, Modeling, Control*. 1. Aufl. Springer Science+Business Media B.V., 2011, 462 p.
- [8] C. Hafner. *Numerische Berechnung elektromagnetischer Felder*. Springer Berlin Heidelberg, 1987.
- [9] H.-U. Giersch, H. Harthus und N. Vogelsang. *Elektrische Maschinen: Prüfen, Normung, Leistungselektronik (German Edition)*. Vieweg+Teubner Verlag, 2003.
- [10] G. Müller, K. Vogt und B. Ponick. *Berechnung elektrischer Maschinen*. Wiley VCH Verlag GmbH, 17. Okt. 2007.

- [11] B. Klingen. *Fouriertransformation für Ingenieur- und Naturwissenschaften*. Springer Berlin Heidelberg, 2001.
- [12] T. Finken. „Fahrzyklusgerechte Auslegung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen für Hybrid- und Elektrofahrzeuge“. Zugl.: Aachen, Techn. Hochsch., Diss., 2011. Diss. Aachen, 2011, VI, 216 S. : Ill., graph. Darst.
- [13] A. Veltman und P. van den Bosch. „A universal method for modelling electrical machines“. In: *Electrical Machines and Drives, 1991. Fifth International Conference on (Conf. Publ. No. 341)*. Sep. 1991, S. 193–197.
- [14] N. Bianchi und L. Alberti. „MMF Harmonics Effect on the Embedded FE Analytical Computation of PM Motors“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 46.2 (März 2010), S. 812–820.
- [15] C. P. Steinmetz. „On the Law of Hysteresis“. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* IX.1 (Jan. 1892), S. 1–64.
- [16] G. Bertotti. *Hysteresis in Magnetism*. Elsevier, 1998.
- [17] D. Eggers, S. Steentjes und K. Hameyer. „Advanced Iron-Loss Estimation for Non-linear Material Behavior“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 48.11 (Nov. 2012), S. 3021–3024.
- [18] J. Reinert, A. Brockmeyer und R. D. Doncker. „Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 37.4 (2001), S. 1055–1061.
- [19] J. Li, T. Abdallah und C. Sullivan. „Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms“. In: *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*. IEEE, 2001.
- [20] F. Preisach. „Über die magnetische Nachwirkung“. In: *Zeitschrift für Physik* 94.5-6 (Mai 1935), S. 277–302.
- [21] D. Lin, P. Zhou, W. Fu, Z. Badics und Z. Cendes. „A Dynamic Core Loss Model for Soft Ferromagnetic and Power Ferrite Materials in Transient Finite Element Analysis“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 40.2 (März 2004), S. 1318–1321.
- [22] F. Quattrone und R. D. Lorenz. „Dynamic modeling of losses in electrical machines for active loss control“. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, Sep. 2012.
- [23] S. Urbanek, F. Quattrone und B. Ponick. „Implementation and validation of a new analytic-numeric method for dynamic core loss calculation“. In: *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. IEEE, Mai 2017.
- [24] T. Lange, F. Qi, J. Dehn und R. W. D. Doncker. „Synchronous machine model considering dynamic losses and thermal behavior“. In: *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. IEEE, Mai 2015.
- [25] T. Lange, M. Boesing und R. W. D. Doncker. „Measurement-parameterized synchronous machine model with spatial-harmonics“. In: *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, Okt. 2014.

-
- [26] J. Lutz. *Halbleiter-Leistungsbaulemente*. Springer-Verlag GmbH, 1. Jan. 2013.
- [27] K. Wiedmann, F. Wallrapp und A. Mertens. „Analysis of inverter nonlinearity effects on sensorless control for permanent magnet machine drives based on High-Frequency Signal Injection“. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. Sep. 2009, S. 1–10.
- [28] N. Bedetti, S. Calligaro und R. Petrella. „Accurate modeling, compensation and self-commissioning of inverter voltage distortion for high-performance motor drives“. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*. IEEE, März 2014.
- [29] K. Berringer, J. Marvin und P. Perruchoud. „Semiconductor power losses in AC inverters“. In: *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*. IEEE, 1995.
- [30] *DIN EN 61800-9-2:2018-01; VDE 0160-109-2:2018-01, Drehzahlveränderbare elektrische Antriebe - Teil 9-2: Ökodesign für Antriebssysteme, Motorstarter, Leistungselektronik und deren angetriebene Einrichtungen - Indikatoren für die Energieeffizienz von Antriebssystemen und Motorstartern (IEC 61800-9-2:2017); Deutsche Fassung EN 61800-9-2:2017*. Beuth Verlag, 2018.
- [31] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky und T. Reimann. *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. Semikron International GmbH, 2015.
- [32] J. Gottschlich, M. Kaymak, M. Christoph und R. W. D. Doncker. „A flexible test bench for power semiconductor switching loss measurements“. In: *2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. IEEE, Juni 2015.
- [33] B.-H. Bae und S.-K. Sul. „A compensation method for time delay of full digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives“. In: *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*. IEEE.
- [34] J. E. Marsden und M. West. „Discrete mechanics and variational integrators“. In: *Acta Numerica* 10 (Mai 2001), S. 357–514.
- [35] A. Specht, S. Ober-Blobaum, O. Wallscheid, C. Romaus und J. Bocker. „Discrete-time model of an IPMSM based on variational integrators“. In: *2013 International Electric Machines & Drives Conference*. IEEE, Mai 2013.
- [36] R. Lorenz, T. Lipo und D. Novotny. „Motion control with induction motors“. In: *Proceedings of the IEEE* 82.8 (1994), S. 1215–1240.
- [37] J. S. Lee, C.-H. Choi, J.-K. Seok und R. D. Lorenz. „Deadbeat-Direct Torque and Flux Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines With Discrete Time Stator Current and Stator Flux Linkage Observer“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 47.4 (Juli 2011), S. 1749–1758.
- [38] R. Michel. *Kompensation von sättigungsbedingten Harmonischen in den Strömen feldorientiert geregelter Synchronmotoren*. Vieweg+Teubner Verlag, 1. Nov. 2010.
- [39] F. Fallier. „Aufbau und Inbetriebnahme eines Antriebsumrichters für den Einsatz in einem Elektrofahrzeug“. Magisterarb. RWTH Aachen University, 2011.

- [40] R. R. Moghaddam. „Synchronous Reluctance Machine (SynRM) in Variable Speed Drives (VSD) Applications“. Diss. KTH, School of Electrical Engineering (EES) Stockholm, 2011.
- [41] W. Nürnberg. *Die Asynchronmaschine*. Springer Berlin Heidelberg, 1963.
- [42] B. Lehner und D. Gerling. „Design considerations for concentrated winding synchronous reluctance machines“. In: *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. IEEE, Juni 2016.
- [43] H. Sequenz. *Die Wicklungen elektrischer Maschinen*. Springer Vienna, 1950.
- [44] Y. Yokoi, T. Higuchi und Y. Miyamoto. „General formulation of winding factor for fractional-slot concentrated winding design“. In: *IET Electric Power Applications* 10.4 (Apr. 2016), S. 231–239.
- [45] P. Ponomarev, Y. Alexandrova, I. Petrov, P. Lindh, E. Lomonova und J. Pyrhonen. „Inductance Calculation of Tooth-Coil Permanent-Magnet Synchronous Machines“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61.11 (Nov. 2014), S. 5966–5973.
- [46] T. Lange, C. P. Weiss und R. W. D. Doncker. „Key factors for the design of synchronous reluctance machines with concentrated windings“. In: *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. IEEE, Dez. 2017.
- [47] T. Lange, C. Weiss, J. Reimers, T. Berthold und R. W. De Doncker. „Verfahren zur Auslegung eines Statorsegments für einen Stator einer Synchron- Reluktanzmaschine sowie entsprechender Stator und entsprechende Reluktanzmaschine sowie entsprechender Stator und entsprechende Reluktanzmaschine“. DE102017127502A1. 2017.
- [48] N. Bianchi und M. D. Pre. „Use of the star of slots in designing fractional-slot single-layer synchronous motors“. In: *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 153.3 (2006), S. 459.
- [49] C. Daniel. „One-at-a-Time Plans“. In: *Journal of the American Statistical Association* 68.342 (Juni 1973), S. 353–360.
- [50] M. H. Mohammadi, T. Rahman, R. Silva, M. Li und D. A. Lowther. „A Computationally Efficient Algorithm for Rotor Design Optimization of Synchronous Reluctance Machines“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 52.3 (März 2016), S. 1–4.
- [51] D. Fogel. „An introduction to simulated evolutionary optimization“. In: *IEEE Transactions on Neural Networks* 5.1 (1994), S. 3–14.
- [52] M. J. Anderson und P. J. Whitcomb. *DOE Simplified*. Productivity Press, Aug. 2017.
- [53] M. J. Anderson. *RSM Simplified*. Productivity Press, Aug. 2016.
- [54] T. Lange, C. P. Weiss und R. W. D. Doncker. „Design of experiments based optimization of synchronous and switched reluctance machines“. In: *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. IEEE, Dez. 2017.

-
- [55] I. Gvozden. „Untersuchung eines segmentierten Synchronreluktanzantriebs“. Masterarb. RWTH Aachen University, 2018.
- [56] C. M. Spargo, B. C. Mecrow und J. D. Widmer. „Application of fractional slot concentrated windings to synchronous reluctance machines“. In: *2013 International Electric Machines & Drives Conference*. IEEE, Mai 2013.
- [57] C. M. Spargo, B. C. Mecrow, J. D. Widmer, C. Morton und N. J. Baker. „Design and Validation of a Synchronous Reluctance Motor With Single Tooth Windings“. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 30.2 (Juni 2015), S. 795–805.
- [58] G. Pellegrino, T. M. Jahns, N. Bianchi, W. Soong und F. Cupertino. *The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors*. Springer International Publishing, 2016.
- [59] T. Lange und R. W. De Doncker. „Luftfahrzeug mit einer Synchronreluktanzmaschine“. DE102014014487A1. 2014.
- [60] H. Kiriya, S. Kawano, Y. Honda, T. Higaki, S. Morimoto und Y. Takeda. „High performance synchronous reluctance motor with multi-flux barrier for the appliance industry“. In: *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*. IEEE.
- [61] A. Fratta, G. Troglia, A. Vagati und F. Villata. „Evaluation of torque ripple in high performance synchronous reluctance machines“. In: *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*. IEEE.
- [62] A. Vagati, M. Pastorelli, G. Franceschini und C. Petrace. „Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors“. In: *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*. IEEE.
- [63] N. Bianchi, S. Bolognani, D. Bon und M. D. Pre. „Rotor flux-barrier design for torque ripple reduction in synchronous reluctance motors“. In: *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*. IEEE, Okt. 2006.
- [64] T. Lange, B. Kerdsup, R. D. Doncker und C. Weiss. „Torque Ripple Reduction in Reluctance Synchronous Machines using an Asymmetric Rotor Structure“. In: *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*. Institution of Engineering and Technology, 2014.
- [65] T. Lange, M. Schenk und R. W. De Doncker. „Method for producing a rotor and an electric machine“. EP3016245B1. 2016.
- [66] K. Wang, Z. Q. Zhu, G. Ombach, M. Koch, S. Zhang und J. Xu. „Optimal slot/pole and flux-barrier layer number combinations for synchronous reluctance machines“. In: *2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*. IEEE, März 2013.
- [67] A. Dziechciarz und C. Martis. „New shape of rotor flux barriers in synchronous reluctance machines based on Zhukovski curves“. In: *2015 9th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*. IEEE, Mai 2015.

- [68] G. Repp. „Zur Geometrie der Joukowski-Transformation und über die kinematische Erzeugung von Tragflügelprofilen“. In: *Mechanism and Machine Theory* 9.2 (Juni 1974), S. 191–201.
- [69] R. W. H. John H. Mathews. *Complex Analysis For Mathematics And Engineering*. Jones und Bartlett Publishers, Inc, 29. Dez. 2010. 650 S.
- [70] M.-H. Yu. *Unified Strength Theory and Its Applications*. Springer Singapore, 2018.
- [71] N. Brachthäuser. *Elektromobilität - Neue Herausforderungen an den Werkstoff Elektrobund*. Techn. Ber. C. D. Wälzholz, Hagen, 2012.
- [72] V. Läßle. *Wärmebehandlung des Stahls: Grundlagen, Verfahren und Werkstoffe*. Europa-Lehrmittel, 2014.
- [73] K. H. J. Buschow und F. R. de Boer. „Soft-Magnetic Materials“. In: *Physics of Magnetism and Magnetic Materials*. Springer US, 2003, S. 147–163.
- [74] I. E. Rostfrei. *Merkblatt 827 - Magnetische Eigenschaften nichtrostender Stähle*. Techn. Ber. Informationsstelle Edelstahl Rostfrei, Düsseldorf, 2013.
- [75] F. Qi. „Online model-predictive thermal management of inverter-fed electrical machines“. Veröffentlicht auf dem Publikationsserver der RWTH Aachen University 2019; Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 2018. Dissertation. Aachen: Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 2018, 1 Online-Ressource (viii, 154 Seiten) : Illustrationen, Diagramme.
- [76] M. Bösing. „Acoustic modeling of electrical drives : noise and vibration synthesis based on force response superposition; 1. Aufl.“ Druckausg.: Bösing, Matthias: Acoustic modeling of electrical drives; Zugl.: Aachen, Techn. Hochsch., Diss., 2013. Diss. Aachen, 2014, XII, 188 S. . Ill., graph. Darst.

CURRICULUM VITAE

TOBIAS LANGE

PERSÖNLICHE DATEN

Geburtsdatum	05. März 1985
Geburtsort	Haltern am See
Staatsangehörigkeit	deutsch

AUSBILDUNG

10.2005–09.2010	Studium an der RWTH Aachen University, Dipl.-Ing. Elektrotechnik und Elektronik
07.2001–06.2004	Berufskolleg Kemnastraße Recklinghausen
08.1995–07.2001	Städtische Realschule Haltern am See

BERUFLICHER WERDEGANG

11.2010–08.2019	Wissenschaftlicher Mitarbeiter in der Forschungsgruppe Elektrische Antriebe am Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, RWTH Aachen University
09.2009-03.2010	Praktikum bei Bucyrus Germany GmbH in Lünen mit Auslandsaufenthalt in Newcastle und Mackay, Australien
10.2008-07.2009	Wissenschaftliche Hilfskraft in der Forschungsgruppe Elektrische Antriebe am Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, RWTH Aachen University
09.2007–08.2008	Werkstudent in der Lichtgruppe 1 bei der Philips Technologie GmbH
08.2006–03.2007	Werkstudent bei der RWE Westfalen-Weser-Ems AG in Münster

ABISEA Band 1

Eßer, Albert

Berührungslose, kombinierte
Energie- und Informations-
übertragung für bewegliche
Systeme

1. Aufl. 1992, 129 S.

ISBN 3-86073-046-0

ABISEA Band 2

Vogel, Ulrich

Entwurf und Beurteilung von
Verfahren zur
Hochausnutzung des Rad-
Schiene-Kraftschlusses
durch Triebfahrzeuge

1. Aufl. 1992, 131 S.

ISBN 3-86073-060-6

ABISEA Band 3

Reckhorn, Thomas

Stromeinprägendes
Antriebssystem mit
fremderregter Synchron-
maschine

1. Aufl. 1992, 128 S.

ISBN 3-86073-061-4

ABISEA Band 4

Ackva, Ansgar

Spannungseinprägendes
Antriebssystem mit
Synchronmaschine und
direkter Stromregelung

1. Aufl. 1992, 137 S.

ISBN 3-86073-062-2

ABISEA Band 5

Mertens, Axel

Analyse des
Oberschwingungsverhaltens
von taktsynchronen Delta -
Modulationsverfahren zur
Steuerung von Pulsstrom-
richtern bei hoher Taktzahl

1. Aufl. 1992, 178 S.

ISBN 3-86073-069-X

ABISEA Band 6

Geuer, Wolfgang

Untersuchungen über das
Alterungsverhalten von Blei-
Akkumulatoren

1. Aufl. 1993, 97 S.

ISBN 3-86073-097-5

ABISEA Band 7

Langheim, Jochen

Einzelradantrieb für
Elektrostraßenfahrzeuge

1. Aufl. 1993, 213 S.

ISBN 3-86073-123-8

(vergriffen)

ABISEA Band 8

Fetz, Joachim

Fehlertolerante Regelung
eines Asynchron-
Doppelantriebes für ein
Elektrospeicherfahrzeug

1. Aufl. 1993, 136 S.

ISBN 3-86073-124-6

(vergriffen)

ABISEA Band 9

Schülting, Ludger

Optimierte Auslegung
induktiver Bauelemente für
den Mittelfrequenzbereich

1. Aufl. 1993, 126 S.

ISBN 3-86073-174-2

(vergriffen)

ABISEA Band 10

Skudelny, H.-Ch.

Stromrichtertechnik

4. Aufl. 1997, 259 S.

ISBN 3-86073-189-0

ABISEA Band 11

Skudelny, H.-Ch.

Elektrische Antriebe

3. Aufl. 1997, 124 S.

ISBN 3-86073-231-5

ABISEA Band 12

Schöpe, Friedhelm

Batterie-Management für
Nickel-Cadmium
Akkumulatoren

1. Aufl. 1994, 148 S.

ISBN 3-86073-232-3

(vergriffen)

ABISEA Band 13

v. d. Weem, Jürgen

Schmalbandige aktive Filter
für Schienentriebfahrzeuge
am Gleichspannungs-
fahrdraht

1. Aufl. 1995, 126 S.

ISBN 3-86073-233-1

ABISEA Band 14

Backhaus, Klaus

Spannungseinprägendes
Direktantriebssystem mit
schnelllaufender
geschalteter

Reluktanzmaschine

1. Aufl. 1995, 146 S.

ISBN 3-86073-234-X

(vergriffen)

ABISEA Band 15

Reinold, Harry

Optimierung dreiphasiger
Pulsdauermodulations-
verfahren

1. Aufl. 1996, 107 S.

ISBN 3-86073-235-8

ABISEA Band 16

Köpken, Hans-Georg

Regelverfahren für
Parallelschwingkreis-
umrichter

1. Aufl. 1996, 125 S.

ISBN 3-86073-236-6

ABISEA Band 17

Mauracher, Peter

Modellbildung und
Verbundoptimierung bei
Elektrostraßenfahrzeugen

1. Aufl. 1996, 192 S.

ISBN 3-86073-237-4

ABISEA Band 18

Protiwa, Franz-Ferdinand

Vergleich dreiphasiger
Resonanz-Wechselrichter in
Simulation und Messung

1. Aufl. 1997, 178 S.

ISBN 3-86073-238-2

ABISEA Band 19

Brockmeyer, Ansgar

Dimensionierungswerkzeug
für magnetische Bau-
elemente in Stromrichter-
anwendungen

1. Aufl. 1997, 175 S.

ISBN 3-86073-239-0

ABISEA Band 20

Apeldoorn, Oscar

Simulationsgestützte Bewertung von Steuerverfahren für netzgeführte Stromrichter mit verringerter Netzrückwirkung

1. Aufl. 1997, 134 S.
ISBN 3-86073-680-9

ABISEA Band 21

Lohner, Andreas

Batteriemangement für verschlossene Blei-Batterien am Beispiel von Unterbrechungsfreien Stromversorgungen

1. Aufl. 1998, 126 S.
ISBN 3-86073-681-7

ABISEA Band 22

Reinert, Jürgen

Optimierung der Betriebseigenschaften von Antrieben mit geschalteter Reluktanzmaschine

1. Aufl. 1998, 153 S.
ISBN 3-86073-682-5

ABISEA Band 23

Nagel, Andreas

Leitungsgebundene Störungen in der Leistungselektronik: Entstehung, Ausbreitung und Filterung

1. Aufl. 1999, 140 S.
ISBN 3-86073-683-3

ABISEA Band 24

Menne, Marcus

Drehschwingungen im Antriebsstrang von Elektrostraßenfahrzeugen - Analyse und aktive Dämpfung

1. Aufl. 2001, 169 S.
ISBN 3-86073-684-1

ABISEA Band 25

von Bloh, Jochen

Multilevel-Umrichter zum Einsatz in Mittelspannungsgleichspannungs-Übertragungen

1. Aufl. 2001, 137 S.
ISBN 3-86073-685-X

ABISEA Band 26

Karden, Eckhard

Using low-frequency impedance spectroscopy for characterization, monitoring, and modeling of industrial batteries

1. Aufl. 2002, 137 S.
ISBN 3-8265-9766-4

ABISEA Band 27

Karipidis, Claus-Ulrich

A Versatile DSP/ FPGA Structure optimized for Rapid Prototyping and Digital Real-Time Simulation of Power Electronic and Electrical Drive Systems

1. Aufl. 2001, 164 S.
ISBN 3-8265-9738-9

ABISEA Band 28

Kahlen, Klemens

Regelungsstrategien für permanentmagnetische Direktantriebe mit mehreren Freiheitsgraden

1. Aufl. 2002, 154 S.
ISBN 3-8322-1222-1

ABISEA Band 29

Inderka, Robert B.

Direkte Drehmomentregelung Geschalteter Reluktanzantriebe

1. Aufl. 2003, 182 S.
ISBN 3-8322-1175-6

ABISEA Band 30

Schröder, Stefan

Circuit-Simulation Models of High-Power Devices Based on Semiconductor Physics

1. Aufl. 2003, 123 S.
ISBN 3-8322-1250-7

ABISEA Band 31

Buller, Stephan

Impedance-Based Simulation Models for Energy Storage Devices in Advanced Automotive Power Systems

1. Aufl. 2003, 138 S.
ISBN 3-8322-1225-6

ABISEA Band 32

Schönknecht, Andreas

Topologien und Regelungsstrategien für das induktive Erwärmen mit hohen Frequenz-Leistungsprodukten

1. Aufl. 2004, 157 S.
ISBN 3-8322-2408-4

ABISEA Band 33

Tolle, Tobias

Konvertertopologien für ein aufwandsarmes, zweistufiges Schaltnetzteil zum Laden von Batterien aus dem Netz

1. Aufl. 2004, 148 S.
ISBN 3-8322-2676-1

ABISEA Band 34

Götting, Gunther

Dynamische Antriebsregelung von Elektrostraßenfahrzeugen unter Berücksichtigung eines schwingungsfähigen Antriebsstrangs

1. Aufl. 2004, 157 S.
ISBN 3-8322-2804-7

ABISEA Band 35

Dieckerhoff, Sibylle

Transformatorlose Stromrichterschaltungen für Bahnfahrzeuge am 16 2/3Hz Netz

1. Aufl. 2004, 147 S.
ISBN 3-8322-3094-7

ABISEA Band 36

Hu, Jing

Bewertung von DC-DC-Topologien und Optimierung eines DC-DC-Leistungsmoduls für das 42-V-Kfz-Bordnetz

1. Aufl. 2004, 148 S.
ISBN 3-8322-3201-X

ABISEA Band 37

Detjen, Dirk-Oliver

Characterization and Modeling of Si-Si Bonded Hydrophobic Interfaces for Novel High-Power BIMOS Devices

1. Aufl. 2004, 135 S.
ISBN 3-8322-2963-9

ABISEA Band 38

Walter, Jörg

Simulationsbasierte Zuverlässigkeitsanalyse in der modernen Leistungselektronik

1. Aufl. 2004, 121 S.
ISBN 3-8322-3481-0

ABISEA Band 39

Schwarzer, Ulrich

IGBT versus GCT in der Mittelspannungsanwendung - ein experimenteller und simulativer Vergleich

1. Aufl. 2005, 170 S.
ISBN 3-8322-4489-1

ABISEA Band 40

Bartram, Markus

IGBT-Umrichtersysteme für Windkraftanlagen: Analyse der Zyklenbelastung, Modellbildung, Optimierung und Lebensdauervorhersage

1. Aufl. 2006, 185 S.
ISBN 3-8322-5039-5

ABISEA Band 41

Ponnaluri, Srinivas

Generalized Design, Analysis and Control of Grid side converters with integrated UPS or Islanding functionality

1. Aufl. 2006, 163 S.
ISBN 3-8322-5281-9

ABISEA Band 42

Jacobs, Joseph

Multi-Phase Series Resonant DC-to-DC Converters

1. Aufl. 2006, 185 S.
ISBN 3-8322-5532-X

ABISEA Band 43

Linzen, Dirk

Impedance-Based Loss Calculation and Thermal Modeling of Electrochemical Energy Storage Devices for Design Considerations of Automotive Power Systems

1. Aufl. 2006, 185 S.
ISBN 3-8322-5706-3

ABISEA Band 44

Fiedler, Jens

Design of Low-Noise Switched Reluctance Drives

1. Aufl. 2007, 176 S.

ISBN 978-3-8322-5864-1

ABISEA Band 45

Fuengwarodsakul, Nisai

Predictive PWM-based Direct Instantaneous Torque Control for Switched Reluctance Machines

1. Aufl. 2007, 141 S.
ISBN 978-3-8322-6210-5

ABISEA Band 46

Meyer, Christoph

Key Components for Future Offshore DC Grids

1. Aufl. 2007, 187 S.
ISBN 978-3-8322-6571-7

ABISEA Band 47

Fujii, Kansuke

Characterization and Optimization of Soft-Switched Multi-Level Converters for STATCOMs

1. Aufl. 2008, 199 S.
ISBN 978-3-8322-6981-4

ABISEA Band 48

Carstensen, Christian

Eddy Currents in Windings of Switched Reluctance Machines

1. Aufl. 2008, 179 S.
ISBN 978-3-8322-7118-3

ABISEA Band 49

Bohlen, Oliver

Impedance-based battery monitoring

1. Aufl. 2008, 190 S.
ISBN 978-3-8322-7606-5

ABISEA Band 50

Thele, Marc

A contribution to the modelling of the charge acceptance of lead-acid batteries - using frequency and time domain based concepts

1. Aufl. 2008, 165 S.
ISBN 978-3-8322-7659-1

ABISEA Band 51

König, Andreas

High Temperature DC-to-DC Converters for Downhole Applications

1. Aufl. 2009, 154 S.
ISBN 978-3-8322-8489-3

ABISEA Band 52

Dick, Christian Peter

Multi-Resonant Converters as Photovoltaic Module-Integrated Maximum Power Point Tracker

1. Aufl. 2010, 182 S.
ISBN 978-3-8322-9199-0

ABISEA Band 53

Kowal, Julia

Spatially resolved impedance of nonlinear inhomogeneous devices: using the example of lead-acid batteries

1. Aufl. 2010, 203 S.
ISBN 978-3-8322-9483-0

ABISEA Band 54

Roscher, Michael Andreas

Zustandserkennung von LiFeP04-Batterien für Hybrid- und Elektrofahrzeuge

1. Aufl. 2011, 186 S.
ISBN 978-3-8322-9738-1

ABISEA Band 55

Hirschmann, Dirk

Highly Dynamic Piezoelectric Positioning

1. Aufl. 2011, 146 S.
ISBN 978-3-8322-9746-6

ABISEA Band 56

Rigbers, Klaus

Highly Efficient Inverter Architectures for Three-Phase Grid Connection of Photovoltaic Generators

1. Aufl. 2011, 244 S.
ISBN 978-3-8322-9816-9

ABISEA Band 57

Kasper, Knut

Analysis and Control of the Acoustic Behavior of Switched Reluctance Drives

1. Aufl. 2011, 205 S.
ISBN 978-3-8322-9869-2

ABISEA Band 58

Köllensperger, Peter

The Internally Commutated Thyristor - Concept, Design and Application

1. Aufl. 2011, 214 S.

ISBN 978-3-8322-9909-5

ABISEA Band 59

Schoenen, Timo

Einsatz eines DC/DC-Wandlers zur Spannungsanpassung zwischen Antrieb und Energiespeicher in Elektro- und Hybridfahrzeugen

1. Aufl. 2011, 128 S.

ISBN 978-3-8440-0622-3

ABISEA Band 60

Hennen, Martin

Switched Reluctance Direct Drive with Integrated Distributed Inverter

1. Aufl. 2012, 141 S.

ISBN 978-3-8440-0731-2

ABISEA Band 61

van Treek, Daniel

Position Sensorless Torque Control of Switched Reluctance Machines

1. Aufl. 2012, 144 S.

ISBN 978-3-8440-1014-5

ABISEA Band 62

Bragard, Michael

The Integrated Emitter Turn-Off Thyristor. An Innovative MOS-Gated High-Power Device

1. Aufl. 2012, 164 S.

ISBN 978-3-8440-1152-4

ABISEA Band 63

Gerschler, Jochen B.

Ortsaufgelöste Modellbildung von Lithium-Ionen-Systemen unter spezieller Berücksichtigung der Batteriealterung

1. Aufl. 2012, 334 S.

ISBN 978-3-8440-1307-8

ABISEA Band 64

Neuhaus, Christoph R.

Schaltstrategien für Geschaltete Reluktanzantriebe mit kleinem Zwischenkreis

1. Aufl. 2012, 133 S.

ISBN 978-3-8440-1487-7

ABISEA Band 65

Butschen, Thomas

Dual-ICT- A Clever Way to Unite Conduction and Switching Optimized Properties in a Single Wafer

1. Aufl. 2012, 168 S.

ISBN 978-3-8440-1771-7

ABISEA Band 66

Plum, Thomas

Design and Realization of High-Power MOS Turn-Off Thyristors

1. Aufl. 2013, 113 S.

ISBN 978-3-8440-1884-4

ABISEA Band 67

Kiel, Martin

Impedanzspektroskopie an Batterien unter besonderer Berücksichtigung von Batteriesensoren für den Feldeinsatz

1. Aufl. 2013, 226 S.

ISBN 978-3-8440-1973-5

ABISEA Band 68

Brauer, Helge

Schnelldrehender Geschalteter Reluktanzantrieb mit extremem Längendurchmesser-verhältnis

1. Aufl. 2013, 192 S.

ISBN 978-3-8440-2345-9

ABISEA Band 69

Thomas, Stephan

A Medium-Voltage Multi-Level DC/DC Converter with High Voltage Transformation Ratio

1. Aufl. 2014, 226 S.

ISBN 978-3-8440-2605-4

ABISEA Band 70

Richter, Sebastian

Digitale Regelung von PWM Wechselrichtern mit niedrigen Trägerfrequenzen

1. Aufl. 2014, 126 S.

ISBN 978-3-8440-2641-2

ABISEA Band 71

Bösing, Matthias

Acoustic Modeling of Electrical Drives - Noise and Vibration Synthesis based on Force Response Superposition

1. Aufl. 2014, 188 S.

ISBN 978-3-8440-2752-5

ABISEA Band 72

Waag, Wladislaw

Adaptive algorithms for monitoring of lithium-ion batteries in electric vehicles

1. Aufl. 2014, 232 S.

ISBN 978-3-8440-2976-5

ABISEA Band 73

Sanders, Tilman

Spatially Resolved Electrical In-Situ Measurement Techniques for Fuel Cells

1. Aufl. 2014, 126 S.

ISBN 978-3-8440-3121-8

ABISEA Band 74

Baumhöfer, Thorsten

Statistische Betrachtung experimenteller Alterungsuntersuchungen an Lithium-Ionen Batterien

1. Aufl. 2015, 157 S.

ISBN 978-3-8440-3423-3

ABISEA Band 75

Andre, Dave

Systematic Characterization of Ageing Factors for High-Energy Lithium-Ion Cells and Approaches for Lifetime Modelling Regarding an Optimized Operating Strategy in Automotive Applications

1. Aufl. 2015, 196 S.

ISBN 978-3-8440-3587-2

ABISEA Band 76

Merei, Ghada

Optimization of off-grid hybrid PV-wind-diesel power supplies with multi-technology battery systems taking into account battery aging

1. Aufl. 2015, 184 S.

ISBN 978-3-8440-4148-4

ABISEA Band 77

Schulte, Dominik

Modellierung und experimentelle Validierung der Alterung von Blei-Säure Batterien durch inhomogene Stromverteilung und Säureschichtung

1. Aufl. 2016, 165 S.

ISBN 978-3-8440-4216-0

ABISEA Band 78

Schenk, Mareike

Simulative Untersuchung der Wicklungsverluste in Geschalteten Reluktanzmaschinen

1. Aufl. 2016, 126 S.

ISBN 978-3-8440-4282-5

ABISEA Band 79

Wang, Yu

Development of Dynamic Models with Spatial Resolution for Electrochemical Energy Converters as Basis for Control and Management Strategies

1. Aufl. 2016, 188 S.

ISBN 978-3-8440-4303-7

ABISEA Band 80

Ecker, Madeleine

Lithium Plating in Lithium-Ion Batteries:

An Experimental and Simulation Approach

1. Aufl. 2016, 154 S.

ISBN 978-3-8440-4525-3

ABISEA Band 81

Zhou, Wei

Modellbasierte Auslegungsmethode von Temperierungssystemen für Hochvolt-Batterien in Personenkraftfahrzeugen

1. Aufl. 2016, 175 S.

ISBN 978-3-8440-4589-5

ABISEA Band 82

Lunz, Benedikt

Deutschlands Stromversorgung im Jahr 2050

Ein szenariobasiertes Verfahren zur vergleichenden Bewertung von Systemvarianten und Flexibilitätsoptionen

1. Aufl. 2016, 187 S.

ISBN 978-3-8440-4627-4

ABISEA Band 83

Hofmann, Andreas G.

Direct Instantaneous Force Control: Key to Low-Noise Switched Reluctance Traction Drives

1. Aufl. 2016, 228 S.

ISBN 978-3-8440-4715-8

ABISEA Band 84

Budde-Meiwes, Heide

Dynamic Charge Acceptance of Lead-Acid Batteries for Micro-Hybrid Automotive Applications

1. Aufl. 2016, 157 S.

ISBN 978-3-8440-4733-2

ABISEA Band 85

Engel, Stefan P.

Thyristor-Based High-Power On-Load Tap Changers Control under Harsh Load Conditions

1. Aufl. 2016, 156 S.

ISBN 978-3-8440-4986-2

ABISEA Band 86

Van Hoek, Hauke

Design and Operation Considerations of Three-Phase Dual Active Bridge Converters for Low-Power Applications with Wide Voltage Ranges

1. Aufl. 2017, 231 S.

ISBN 978-3-8440-5011-0

ABISEA Band 87

Diekhans, Tobias

Wireless Charging of Electric Vehicles - a Pareto-Based Comparison of Power Electronic Topologies

1. Aufl. 2017, 151 S.

ISBN 978-3-8440-5048-6

ABISEA Band 88

Lehner, Susanne

Reliability Assessment of Lithium-Ion Battery Systems with Special Emphasis on Cell Performance Distribution

1. Aufl. 2017, 184 S.

ISBN 978-3-8440-5090-5

ABISEA Band 89

Käbitz, Stefan

Untersuchung der Alterung von Lithium-Ionen-Batterien mittels Elektroanalytik und elektrochemischer Impedanzspektroskopie

1. Aufl. 2016, 258 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2016-12094

ABISEA Band 90

Witzenhausen, Heiko

Elektrische Batteriespeichermodelle: Modellbildung, Parameteridentifikation und Modellreduktion

1. Aufl. 2017, 266 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2017-03437

ABISEA Band 91

Münnix, Jens

Einfluss von Stromstärke und Zyklentiefe auf graphitische Anoden

1. Aufl. 2017, 171 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2017-01915

ABISEA Band 92

Pilatowicz, Grzegorz

Failure Detection and Battery Management Systems of Lead-Acid Batteries for Micro-Hybrid Vehicles

1. Aufl. 2017, 212 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2017-09156

ABISEA Band 93

Drillkens, Julia

Aging in Electrochemical Double Layer Capacitors: An Experimental and Modeling Approach

1. Aufl. 2017, 179 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2018-223434

ABISEA Band 94

Magnor, Dirk

Globale Optimierung netzgekoppelter PV-Batteriesysteme unter besonderer Berücksichtigung der Batteriealterung
1. Aufl. 2017, 210 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2017-06592

ABISEA Band 95

Ilikso, Merve

Elucidation and Comparison of the Effects of Lithium Salts on Discharge Chemistry of Nonaqueous Li-O₂ Batteries
1. Aufl. 2018, 160 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2018-223782

ABISEA Band 96

Schmalstieg, Johannes

Physikalisch-elektrochemische Simulation von Lithium-Ionen-Batterien: Implementierung, Parametrierung und Anwendung
1. Aufl. 2017, 168 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2017-04693

ABISEA Band 97

Soltau, Nils

High-Power Medium-Voltage DC-DC Converters: Design, Control and Demonstration
1. Aufl. 2017, 176 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2017-04084

ABISEA Band 98

Stieneker, Marco

Analysis of Medium-Voltage Direct-Current Collector Grids in Offshore Wind Parks
1. Aufl. 2017, 144 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2017-04667

ABISEA Band 99

Masomtob, Manop

A New Conceptual Design of Battery Cell with an Internal Cooling Channel
1. Aufl. 2017, 167 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2018-223281

ABISEA Band 100

Marongiu, Andrea

Performance and Aging Diagnostic on Lithium Iron Phosphate Batteries for Electric Vehicles and Vehicle-to-Grid Strategies
1. Aufl. 2017, 222 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2017-09944

ABISEA Band 101

Gitis, Alexander

Flaw detection in the coating process of lithium-ion battery electrodes with acoustic guided waves
1. Aufl. 2017, 109 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2017-099519

ABISEA Band 102

Neeb, Christoph

Packaging Technologies for Power Electronics in Automotive Applications
1. Aufl. 2017, 132 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2018-224569

ABISEA Band 103

Adler, Felix

A Digital Hardware Platform for Distributed Real-Time Simulation of Power Electronic Systems
1. Aufl. 2017, 156 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2017-10761

ABISEA Band 104

Becker, Jan

Flexible Dimensionierung und Optimierung hybrider Lithium-Ionenbatteriespeichersysteme mit verschiedenen Auslegungszielen
1. Aufl., 2017, 157 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2017-09278

ABISEA Band 105

Warnecke, Alexander J.

Degradation Mechanisms in NMC Based Lithium-Ion Batteries
1. Aufl. 2017, 158 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2017-09646

ABISEA Band 106

Taraborrelli, Silvano

Bidirectional Dual Active Bridge Converter using a Tap Changer for Extended Voltage Ranges
1. Aufl. 2017, 94 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2018-228242

ABISEA Band 107

Sarriegi, Garikoitz

SiC and GaN Semiconductors: The Future Enablers of Compact and Efficient Converters for Electromobility
1. Aufl. 2017, 106 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2018-227548

ABISEA Band 108

Senol, Murat

Drivetrain Integrated Dc-Dc Converters utilizing Zero Sequence Currents
1. Aufl. 2017, 134 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2018-226170

ABISEA Band 109

Kojima, Tetsuya

Efficiency Optimized Control of Switched Reluctance Machines
1. Aufl. 2017, 142 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2018-226697

ABISEA Band 110

Lewerenz, Meinert

Dissection and Quantitative Description of Aging of Lithium-Ion Batteries Using Non-Destructive Methods Validated by Post-Mortem-Analyses
1. Aufl. 2018, 139 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2018-228663

ABISEA Band 111

Büngeler, Johannes

Optimierung der Verfügbarkeit und der Lebensdauer von Traktionsbatterien für den Einsatz in Flurförderfahrzeugen

1. Aufl. 2018, 171 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2018-226569

ABISEA Band 112

Wegmann, Raphael

Betriebsstrategien und Potentialbewertung hybrider Batteriespeichersysteme in Elektrofahrzeugen

1. Auflage 2018, 184 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2018-228833

ABISEA Band 113

Nordmann, Hannes

Batteriemanagementsysteme unter besonderer Berücksichtigung von Fehlererkennung und Peripherieanalyse

1. Aufl. 2018, 222 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2018-228763

ABISEA Band 114

Engelmann, Georges

Reducing Device Stress and Switching Losses Using Active Gate Drivers and Improved Switching Cell Design

1. Aufl. 2018, 195 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2018-228973

ABISEA Band 115

Klein-Heßling, Annegret

Active DC-Power Filters for Switched Reluctance Drives during Single-Pulse Operation

1. Aufl. 2018, 166 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2018-231030

ABISEA Band 116

Burkhart, Bernhard

Switched Reluctance Generator for Range Extender Applications - Design, Control and Evaluation

1. Aufl. 2018, 194 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2019-00025

ABISEA Band 117

Biskoping, Matthias

Discrete Modeling and Control of a versatile Power Electronic Test Bench with Special Focus on Central Photovoltaic Inverter Testing

1. Aufl. 2018, 236 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2019-03346

ABISEA Band 118

Schubert, Michael

High-Precision Torque Control of Inverter-Fed Induction Machines with Instantaneous Phase Voltage Sensing

1. Aufl. 2019, 221 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2018-231364

ABISEA Band 119

Van der Broeck, Christoph

Methodology for Thermal Modeling, Monitoring and Control of Power Electronic Modules

1. Aufl. 2019, 290 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2019-01370

ABISEA Band 120

Hust, Friedrich Emanuel

Physico-chemically motivated parameterization and modelling of real-time capable lithium-ion battery models – a case study on the Tesla Model S battery

1. Aufl. 2019, 203 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2019-00249

ABISEA Band 121

Ralev, Iliya

Accurate Torque Control of Position Sensorless Switched Reluctance Drives

1. Aufl. 2019, 154 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2019-03071

ABISEA Band 122

Ayeng'o, Sarah Paul

Optimization of number of PV cells connected in series for a direct-coupled PV system with lead-acid and lithium-ion batteries

1. Aufl. 2019, 114 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2019-01843

ABISEA Band 123

Koschik, Stefan Andreas

Permanenterregte Synchronmaschinen mit verteilter Einzelzahnsteuerung - Regelkonzepte und Betriebsstrategien für hochintegrierte Antriebssysteme

1. Aufl. 2019, 158 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2019-03446

ABISEA Band 124

Farmann, Alexander

A comparative study of reduced-order equivalent circuit models for state-of-available-power prediction of lithium-ion batteries in electric vehicles

1. Aufl. 2019, 214 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2019-04700

ABISEA Band 125

Mareev, Ivan

Analyse und Bewertung von batteriegetriebenen, oberleitungsversorgten und brennstoffzellengetriebenen Lastkraftwagen für den Einsatz im Güterfernverkehr in Deutschland

1. Aufl. 2019, 158 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2019-04698

ABISEA Band 126

Qi, Fang

Online Model-predictive Thermal Management of Inverter-fed Electrical Machines

1. Aufl. 2019, 154 S.

DOI: 10.18154/RWTH-2019-08304

ABISEA Band 127

Kairies, Kai-Philipp

Auswirkungen dezentraler
Solarstromspeicher auf
Netzbetreiber und
Energieversorger
1. Aufl. 2019, 140 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2019-
06706

ABISEA Band 128

Fleischer, Michael

Traction control for Railway
Vehicles
1. Aufl. 2019, 162 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2019-
10570

ABISEA Band 129

Teuber, Moritz

Lifetime Assessment and
Degradation Mechanisms in
Electric Double-Layer
Capacitors
1. Aufl. 2019, 150 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2019-
10071

ABISEA Band 130

Bußer, Christian

Investigation of Optimal
Transformation Pathways
towards 2050 for the
Successful Implementation of
a Sustainable Reduction of
Carbon Emissions from
Power Generation
1. Aufl. 2019, 204 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2019-
09975

ABISEA Band 131

Wienhausen, Arne Hendrik

High Integration of Power
Electronic Converters enabled
by 3D Printing
1. Aufl. 2019, 146 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2019-
08746

ABISEA Band 132

Kwiecien, Monika

Electrochemical Impedance
Spectroscopy on Lead-Acid
Cells during Aging
1. Aufl. 2019, 138 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2019-
09480

ABISEA Band 133

Titiz, Furkan Kaan

A Three-phase Low-voltage
Grid-connected Current
Source Inverter
1. Aufl. 2019, 128 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2020-
00458

ABISEA Band 134

Wünsch, Martin

Separation der Kathoden-
alterung in Lithium-Ionen-
Batteriezellen mittels
elektrochemischer
Impedanzspektroskopie
1. Aufl. 2019, 177 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2019-
11017

ABISEA Band 135

Badede, Julia

Modeling and Steering of
Multi-Use Operation with
Uninterruptible Power Supply
Systems - utilizing the
example of lead-acid batteries
1. Aufl. 2020, 282 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2020-
05456

ABISEA Band 136

Kleinsteiberg, Björn

Energy Efficiency Increase of
a Vanadium Redox Flow
Battery with a Power-Based
Model
1. Aufl. 2020, 163 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2020-
06092

ABISEA Band 137

Cai, Zhuang

Optimization of dimension and
operation strategy for a wind-
battery energy system in
German electricity market
under consideration of battery
ageing process
1. Aufl. 2020, 144 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2020-
06525

ABISEA Band 138

Sabet, Pouyan Shafiei

Analysis of Predominant
Processes in Electrochemical
Impedance Spectra and
Investigation of Aging
Processes of Lithium-Ion
Batteries with Layered Oxide
Cathodes and Graphitic
Anodes
1. Aufl. 2020, 136 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2020-
07683

ABISEA Band 139

Angenendt, Georg

Operation, Optimization and
Additional Market
Participation of Households
with PV Battery Storage
System and Power-to-Heat
Application
1. Aufl. 2020, 221 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2020-
05200

ABISEA Band 140

Oberdieck, Karl Friedrich

Measurement and Mitigation
of Electromagnetic Emissions
of Propulsion Inverters for
Electric Vehicles
1. Aufl. 2020, 181 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2020-
09215

ABISEA Band 141

Bubert, Andreas Martin

Optimierung des elektrischen
Antriebsstrangs von
Elektrofahrzeugen mit
Betrachtung parasitärer
Ströme innerhalb der
elektrischen Maschine
1. Aufl. 2020, 215 S.
DOI: 10.18154/RWTH-2020-
09556

ABISEA Band 142

Fleischer, Christian Georg

Model-Driven Software
Development and Verification
Solutions for Safety Critical
Battery Management Systems
1. Aufl. 2020, S.
DOI: 10.18154/RWTH-2020-

ABISEA Band 143

Arzberger, Arno

Thermografische Methoden
zur zerstörungsfreien
Messung der anisotropen
Wärmeleitfähigkeit von
Lithium-Ionen Zellen

1. Aufl. 2020, S.

DOI: 10.18154/RWTH-2020-

Durch die fortschreitende Automatisierung in der Industrie und Elektromobilität erfahren kompakte und effiziente Synchronmaschinen eine erhöhte Aufmerksamkeit. Permanentmagnet-Synchronmaschinen sind aufgrund der hohen Effizienz und Leistungsdichte gefragt. Reluktanz-Synchronmaschinen zeichnen sich hingegen durch den kostengünstigen und robusten Aufbau aus. Das geforderte kompakte Bauvolumen führt dabei zu magnetisch hoch ausgenutzten Maschinen wodurch starke Sättigungseffekte auftreten.

In dieser Arbeit werden Modelle und Verfahren zur Antriebssanalyse unter Berücksichtigung der Oberwellen und Oberschwingungen vorgestellt. Das Maschinenmodell mit Raumharmonischen und die dynamische Verlustmodellierung erlauben die Analyse unterschiedlicher Regelungskonzepte ohne gekoppelte Finite Elemente Modelle (FEM). Die vorgestellten Modelle werden anhand von FEM Berechnungen oder direkt mit Messdaten parametrisiert. Anschließend wird ein Regelungskonzept zur Reduktion der Oberschwingungen erläutert. Darüber hinaus werden Auslegungsmethoden für kompakte Reluktanz-Synchronmaschinen aufgezeigt und validiert. Ausgehend von der analytischen Vorauslegung, wird eine Optimierung des elektromagnetischen Entwurfs anhand der statistischen Versuchsplanung analysiert. Weiterhin wird für eine Reluktanz-Synchronmaschine ein effektives Verfahren zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit durch asymmetrische Barrierenstrukturen vorgestellt. Abschließend wird die Modifikation von Elektroblech zur Reduktion des Streuflusses im Rotor vorgestellt.