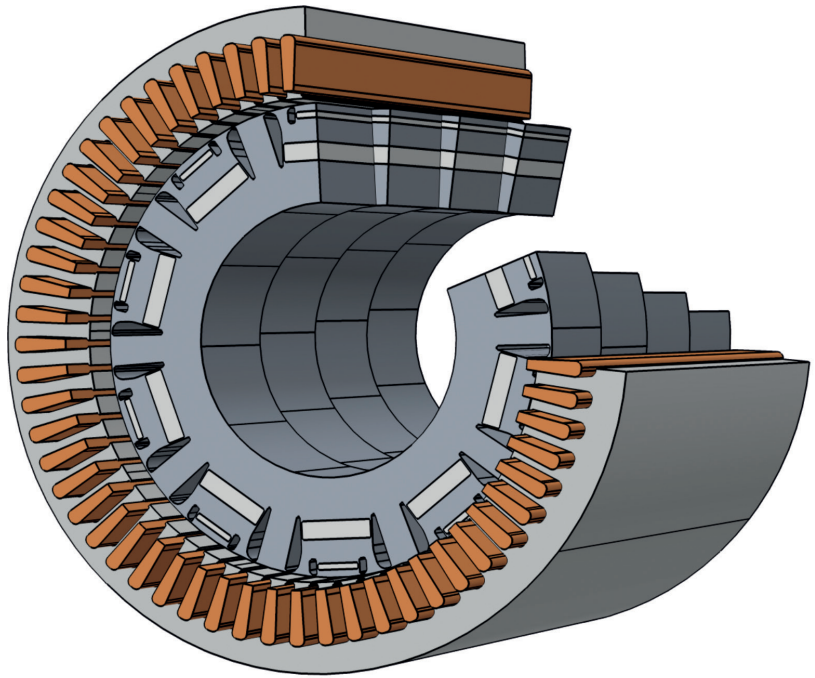




Elektromagnetische Bewertung von permanenterregten Synchronmaschinen auf Basis einer integrierten Werkzeugkette

Lukas Dedeleit

Lukas Dedeleit

**Elektromagnetische Bewertung
von permanenterregten Synchronmaschinen
auf Basis einer integrierten Werkzeugkette**

Die vorliegende Arbeit wurde vom Fachbereich Elektrotechnik/Informatik der Universität Kassel als Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) angenommen.

Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. Ludwig Brabetz
Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Zacharias

Tag der mündlichen Prüfung: 9. Juli 2021



Diese Veröffentlichung – ausgenommen Zitate und anderweitig gekennzeichnete Teile – ist unter der Creative-Commons-Lizenz Namensnennung - Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 International (CC BY-SA 4.0: <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.de>) lizenziert.

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.dnb.de> abrufbar.

Zugl.: Kassel, Univ., Diss. 2021
ISBN 978-3-7376-0975-3
DOI: <https://doi.org/doi:10.17170/kobra-202107294442>

© 2021, kassel university press, Kassel
<https://kup.uni-kassel.de>

Druck und Verarbeitung: Print Management Logistik Service, Kassel
Printed in Germany

Kurzfassung

Mit der zunehmenden Elektrifizierung von Antriebssträngen aktueller Fahrzeuggenerationen entsteht Forschungs- und Entwicklungsbedarf zur weiteren Optimierung der Antriebe. Zu den meist verbauten Antrieben zählen dabei die permanenterregten Synchronmaschinen, deren Optimierung Forschungsschwerpunkt zahlreicher aktueller Arbeiten ist. Die innerhalb der Maschinenentwicklung notwendigen umfassenden Bewertungsprozesse werden aber oft nur nachrangig betrachtet. Schwerpunkt dieser Arbeit ist die elektromagnetische Bewertung von permanenterregten Synchronmaschinen, integriert in den Maschinenentwicklungsprozess. Ziel ist es, bereits im frühen Entwicklungsstadium eine umfassende, recheneffiziente und genaue Maschinenbewertung vornehmen zu können. Schnittstellen zu aufbauenden thermischen und strukturdynamischen Bewertungsprozessen sind implementiert, sodass sich im Bewertungsprozess eine konsistente Datenbasis ergibt. Ergebnisse bleiben rückverfolgbar.

Der in dieser Arbeit beschriebene Bewertungsprozess beinhaltet die Bestandteile der Simulation auf Basis der Finite-Elemente-Methode, Auswertungs- und Automatisierungsprozesse und den Abgleich der Bewertungsergebnisse mit Prüfstandsmessungen, sodass sich der elektromagnetische Bewertungsprozess final als automatisierter, standardisierter und validierter Prozess ergibt.

Mit dem Ziel einer recheneffizienten und robusten Bewertung basieren die FE-Berechnungen auf stationären 2D-Simulationen unter Berücksichtigung des segmentweise geschrägten Rotors. Zentrale Ergebnisse der Simulation sind die sich einstellenden Flussverkettungen. Die Steuerung der Simulationspunkte und die Modellierung der Flussverkettungskennfelder im gesamten Betriebsbereich stellen einen Schwerpunkt der Prozessautomatisierung dar. Methoden zur Bewertung des Betriebsverhaltens, im Maschinenleerlauf, unter Maximallast, im Fahrzyklus und im Fehlerfall aktiver Kurzschluss werden hergeleitet. Die Integration von Messwerten in den Bewertungsprozess ermöglicht die Prozessvalidierung. Darüber hinaus werden die Messwerte genutzt, um unbekannte Simulationsparameter zu identifizieren und zu korrigieren.

Abstract

Due to increasing electrification of powertrains in current vehicle generations, the demand for research and development to further optimize the drives is rising. Permanently excited synchronous machines are among the most commonly used drives. Current research focuses on the optimization processes of these. The comprehensive evaluation processes required within machine development are often only considered subsequently. The focus of this work is the electromagnetic evaluation of permanently excited synchronous machines, integrated into the machine development process. The aim is to perform a comprehensive, computationally efficient and accurate machine evaluation in the early development stage. Interfaces to the thermal and structural dynamic evaluation processes are implemented in order to create a consistent database in the evaluation process. Results remain traceable.

The evaluation process described in this thesis includes a simulation based on the finite element method, evaluation and automation processes and the comparison of the evaluation results with test bench measurements, so that the electromagnetic evaluation process finally results as an automated, standardized and validated process.

To achieve a computationally efficient and robust evaluation, the FE calculations are based on steady-state 2D simulations considering the segmentally skewed rotor. The central result of the simulation is the flux linkages that occur. The control of the simulation points and the modeling of the flux linkage maps in the entire operating range represent a focus of the process automation. Methods for the evaluation of the operating behavior, in idle, under maximum load, in the driving cycle and in the fault case of active short circuit are derived. The integration of measured values into the evaluation process enables process validation. Furthermore, the measured values are used to identify and correct unknown simulation parameters.

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Fahrzeugsysteme und Grundlagen der Elektrotechnik der Universität Kassel. Mein besonderer Dank gilt Herrn Professor Brabetz und Herrn Dr. Ayeb für Ihre Unterstützung und Ihr Engagement während der Betreuung dieser Arbeit. Ebenfalls herzlich bedanken möchte ich mich bei Herrn Professor Zacharias für die Übernahme des Zweitgutachtens.

Des Weiteren bedanke ich mich bei allen Kollegen des Fachgebiets. Besonderer Dank gilt Florian Bethke, Luise Drüner, Christian Timpe und Klara Wiegel für die fachlichen Diskussionen, den Zusammenhalt und die Freundschaft in den fordernden Zeiten.

Erste Teilergebnisse wurden bereits vorab auf Fachkonferenzen der Öffentlichkeit präsentiert und/oder publiziert, vgl. [1-5].

Lukas Dedeleit

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung.....	1
1.1	Projektzusammenhang, Motivation	1
1.2	Aktuelle Fahrzeugantriebe	1
1.3	Entwicklungsprozess	4
1.4	Zielsetzung und Anforderungen im Bewertungsprozess	8
1.5	Stand der Wissenschaft.....	10
1.6	Wissenschaftlicher Beitrag	16
1.7	Aufbau der Arbeit	17
2	Bewertungsprozess innerhalb einer Werkzeugkette	19
2.1	Prozessbeschreibung.....	19
2.2	Auswahl der Simulations- und Steuerungssoftware	22
2.3	Multiphysikalische Kopplung.....	24
2.4	Elektromagnetischer Prozess	25
2.5	Mechanischer und thermischer Bewertungsprozess	26
3	Grundlagen.....	29
3.1	Gleichungen der Elektrodynamik	29
3.2	Finite-Elemente-Methode	32
3.3	Grundwellenmodell der permanenterregten Synchronmaschine	35
3.4	Normierung.....	39
4	Elektromagnetisches Simulationsmodell	41
4.1	Physikalische Definitionen	41
4.2	Vernetzung.....	48
4.3	Studien- und Solvereinstellungen	55
4.4	Auswertung relevanter Größen.....	58
4.5	Näherungen und Vereinfachungen	60
5	Gekoppelt analytisches Modell.....	63
5.1	Metamodellierung der Flussverkettung	63

5.2	Simulationsplanung	71
5.3	Bewertung von Metamodell und Simulationsplanung	78
5.4	Verlustleistungsbetrachtung	84
5.5	Oberschwingungsbehaftetes Maschinenmodell	89
6	Elektromagnetische Bewertung	93
6.1	Leerlaufbetrieb.....	93
6.2	Motorischer Kennfeldbetrieb.....	93
6.3	Aktiver Kurzschluss	97
6.4	Relevanz sekundärer Aspekte.....	107
7	Prüfstandsmessungen.....	115
7.1	Parametersensitivitäten und -optimierung	116
7.2	Experimentelle Validierung.....	121
7.3	Versuchsplanung zur Kennfeldkorrektur.....	126
8	Zusammenfassung.....	131
9	Anhang.....	133
9.1	Dynamische Spannungsgleichungen	133
9.2	Kriging-Verfahren	136
9.3	D-optimale Versuchsplanung	137
9.4	Differentialgleichung der Maschinenströme	138
9.5	Abweichungen im Maschinenkennfeld	139
	Abkürzungsverzeichnis	141
	Symbolverzeichnis	143
	Abbildungsverzeichnis.....	153
	Tabellenverzeichnis.....	155
	Literaturverzeichnis.....	157
	Informationsquellen	169

1 Einleitung

Mit der marktbreiten Einführung von Elektrofahrzeugen rückt der Entwicklungsprozess von elektrischen Traktionsantrieben wieder in den Fokus, um die Fertigungskosten zu reduzieren, die Maschinenperformance zu erhöhen oder den Maschinenwirkungsgrad zu steigern. Diese Dissertation thematisiert einen Bewertungsprozess von permanenterregten Synchronmaschinen, der in den Optimierungsprozess integriert ist und eine umfängliche elektromagnetische Maschinenbewertung in einem frühen Entwicklungsstadium ermöglicht.

1.1 Projektzusammenhang, Motivation

Diese Arbeit ist aus dem öffentlich geförderten Verbundprojekt *TOPMAGNET* (Topologische Optimierung für einen energieeffizienten Fahrzeugantrieb bei verbesserter Magnetmaterialnutzung) entstanden. In diesem Projekt wurde das Ziel verfolgt, hocheffiziente Rotortopologien für elektrische Traktionsantriebe zu entwickeln, die mit geringem Materialeinsatz eine hohe Performance erreichen und dabei den elektromagnetischen, thermischen und strukturdynamischen Anforderungen genügen. Innerhalb der Teilvorhaben der Projektpartner wurden numerische Optimierungsverfahren aufgebaut und neuartige Magnetformen und Fertigungsprozesse untersucht. Der Schwerpunkt des Fachgebiets *Fahrzeugsysteme und Grundlagen der Elektrotechnik* der Universität Kassel lag in der Prozessentwicklung zur teilautomatisierten vollständigen Bewertung der optimierten Maschinentopologien. Neben dem Schwerpunkt dieser Arbeit – der elektromagnetischen Bewertung von permanenterregten Synchronmaschinen, wurde innerhalb des Projektes von *Bethke* an der thermischen Bewertung der Maschinen gearbeitet und von *Drüner* an der strukturdynamischen Bewertung sowie der Schnittstelle zwischen dem Optimierungsprozess und dem Bewertungsprozess. Innerhalb der Zusammenarbeit ist es im Verbundprojekt gelungen, im Optimierungs- und Bewertungsprozess eine Maschinentopologie zu identifizieren, die die Magnetmasse der Maschine im Vergleich zu einer aktuellen Serienmaschine, bei vergleichbarer Maschinenperformance in allen relevanten Bereichen, um 20 % senkt. [6]

1.2 Aktuelle Fahrzeugantriebe

Elektromotoren als ein Fahrzeugtraktionsantrieb von Personenkraftwagen etablieren sich zunehmend. Die absoluten Zulassungszahlen sind zwar noch gering, beginnen aber seit 2010 stetig zu steigen [7]. Ein Blick auf die Neuzulassungen im Jahr 2019 gibt eine Übersicht über die in relevanten Stückzahlen¹ neuzugelassenen Serienfahrzeuge mit Elektroantrieb (vgl. [8])

¹ Als relevant wird definiert, wenn es von dem Fahrzeugmodell mehr als 900 Neuzulassungen im Jahr 2019 gab. Alle Elektrofahrzeuge mit weniger Neuzulassungen sind summiert unter „Weitere“ und nicht näher spezifiziert.

und deren Leistungsdaten. In der Antriebsart wird unterschieden zwischen permanenterregter Synchronmaschine (PMSM), fremderregter Synchronmaschine (FESM) und Asynchronmaschine (ASM):

Tabelle 1.1: Traktionsantriebe aktueller Elektrofahrzeuge

	Fahrzeug		Zulassungen [8]	Spitzenleistung	Moment	Antriebsart	Quelle ²
				in kW	in Nm		
1	Renault	Zoe	9431	80-100	225-245	FESM	[9]
2	BMW	i3	9117	125	250	PMSM	[10, 11]
3	Tesla	Model 3	9013	137 & 180 - 202	240 & 404-420	ASM & PMSM	[12]
4	VW	Golf	6898	100	290	PMSM	[13]
5	Smart	ForTwo	5287	60	160	FESM	[14]
6	Audi	E-Tron	3578	125 & 140	247 & 314	ASM & ASM	[15, 16]
7	Hyundai	Kona	3521	99-150	395	PMSM	[17]
8	Nissan	Leaf	2620	110-160	320-340	PMSM	[18, 19]
9	Smart	ForFour	2362	60	160	FESM	[14]
10	Kia	Soul	1591	81	285	PMSM	[20]
11	Hyundai	Ioniq	1527	88	295	PMSM	[21]
12	Tesla	Model S	981	205 & 398-580	420 & 335 -750	ASM & PMSM	[22]
13	Jaguar	I-Pace	954	147 & 147	348 & 348	PMSM & PMSM	[23]
14	Weitere ¹		5442				

Aufsummiert nach Antriebsart zeigt sich, dass in mehr als jedem zweiten neuzugelassenen Elektrofahrzeug ein oder zwei permanenterregte Synchronmaschinen als Traktionsantrieb verbaut sind.

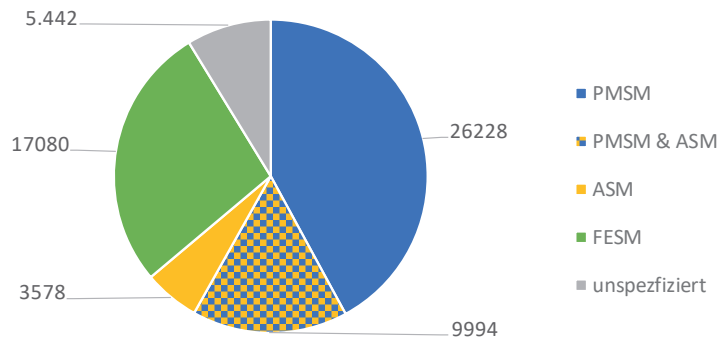


Abbildung 1.1: Verbaute Elektrotraktionsantriebe 2019

Die drei Maschinentypen sind seit Anfang des 20. Jahrhunderts bekannt, die Grundlagen der Antriebe erforscht. Charakteristisch sind die wesentlichen Vor- und Nachteile der einzelnen Typen (vgl. [24]):

² Die Verweise [7-23] befinden sich in dem Kapitel Informationsquellen im Anschluss an das Literaturverzeichnis.

Die permanenterregte Synchronmaschine, als meistverbauter Antrieb in aktuellen Elektrotraktionsantrieben, benötigt aufgrund der verbauten Permanentmagnete im Rotor keine Energie zum Aufbau des initialen Rotorfeldes, resultierend in sehr guten Wirkungsgraden im Betriebsbereich [25]. Um eine hohe Leistungsdichte zu erreichen, werden Magnetwerkstoffe mit hoher Remanenzflussdichte, wie Neodym-Eisen-Bor (NdFeB) Magnete, eingesetzt [26]. Die Materialkosten der Metalllegierung der Magnete sind innerhalb der Serienfertigung erheblich, überlagert von der Abhängigkeit von chinesischen Lieferanten und einer kaum vorhersehbaren Preisentwicklung. Langfristige Preissteigerungen und kurzfristige Preissprünge dominieren die Handelscharts der Magnetmaterialien [27]. Dies stellt einen wesentlichen Nachteil der sonst leistungsfähigeren PMSM gegenüber den anderen Antrieben dar.

Die fremderregte Synchronmaschine beinhaltet im Vergleich zur PMSM keine Magnete. Das Läufermagnetfeld wird durch ein stromerregtes Polrad aufgebaut, welches über Schleifringe kontaktiert oder über Induktionsspulen mit Energie versorgt wird. Damit einher gehen der komplexe Aufbau, die aufwendigere Regelung aber auch gute Wirkungsgrade der FESM. Nachteilig bleibt eine geringe Leistungsdichte des Antriebs. Der wesentliche Vorteil von fremderregten Maschinen sind die geringeren Materialkosten, da hier keine Magnete verbaut werden. [28]

Die ASM kennzeichnet sich durch eine Kurzschlusswicklung im Stator, in der bei vorliegendem Schlupf zwischen Stator- und Rotorfeld ein Strom induziert wird. Der Aufbau der Maschine ist damit kostengünstig als Traktionsantrieb von batterieelektrischen Fahrzeugen (BEV) möglich, erreicht aber je nach Betriebsbereich nur einen verhältnismäßig niedrigen Wirkungsgrad bei geringer Leistungsdichte. [28]

In der folgenden Tabelle sind die Vor- und Nachteile zwischen den Antrieben (+: gut, 0: durchschnittlich, -: schlecht) gegenübergestellt (vgl. [25] und [28-31]).

Tabelle 1.2: Vor- und Nachteile unterschiedlicher Traktionsantriebe

	PMSM	FESM	ASM
Wirkungsgrad	+	0	-
Leistungsdichte	+	0	-
Kosten	-	0	+
Akustik	+	-	-

Die Recherche zu den Antrieben der aktuellen Serienelektrofahrzeuge hat gezeigt, dass PMSM zu den meist verbauten Traktionsantrieben von BEVs zählen. Vor dem Hintergrund

der Relevanz und Aktualität von permanenterregten Synchronmaschinen wird sich in dieser Arbeit auf permanenterregte Synchronmaschinen beschränkt.

1.3 Entwicklungsprozess

Weiter Verbesserungen an elektrischen Maschinen, wie Kostensenkungen, Erhöhung der Leistungsdichte, Steigerungen im Wirkungsgrad oder Verbesserungen in Qualität und Zuverlässigkeit werden in Entwicklungsprozessen stetig vorangetrieben [32]. Dieser ist in der folgenden Abbildung skizziert. Neben einem Bewertungsprozess und Prüfstandsmessungen, die im Fokus dieser Arbeit stehen, beinhaltet der Entwicklungsprozess die Spezifikation von Maschineneigenschaften und einen Optimierungsprozess.

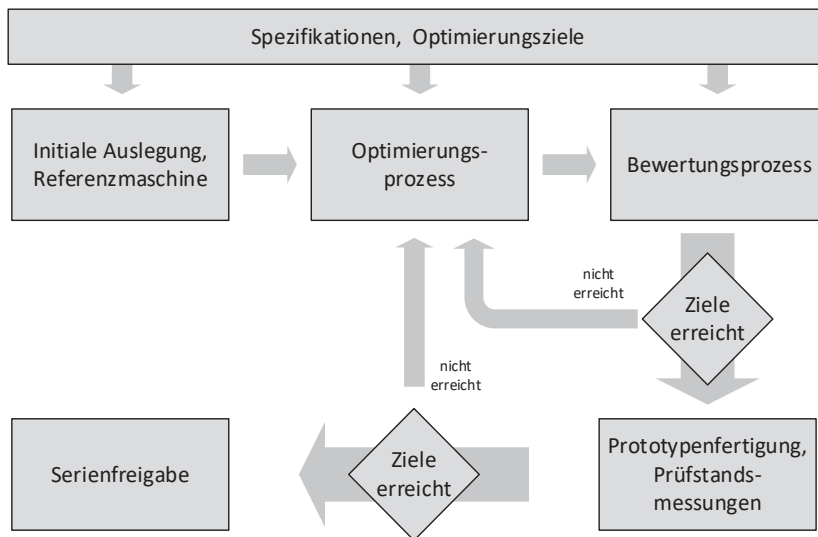


Abbildung 1.2: Entwicklungsprozess

In den folgenden Unterkapitel werden die Prozessschritte Maschinenspezifikation, Maschinenentwurf und Optimierungsprozess skizziert, um daraus Anforderungen und Randbedingungen an den Bewertungsprozess abzuleiten.

1.3.1 Maschinenspezifikation

Ausgangslage für die Maschinenauslegung ist die Spezifikation des Gesamtfahrzeugs. Daraus lassen sich allgemein die auftretenden Fahrwiderstände bestimmen, sowohl unter spezifizierten Maximallasten als auch im Fahrzyklus [33]. Für die Antriebsstrangauslegung ergibt sich anschließend eine hohe Anzahl an Umsetzungsmöglichkeiten, mit den Freiheitsgraden Anzahl der verbauten Maschinen, Maschinentyp, Maschinenausrichtung und Lage, Getriebe (-art und -übersetzung), die auf eine sinnvolle Auswahl reduziert wird. Diese werden bewertet

hinsichtlich Kosten, Bauraum, Modularität und Skalierbarkeit, Gewicht, Fahrleistung, Sicherheit und Effizienz. Mit der Entscheidung anhand der Kriterien für eine Konfiguration ergibt sich die erste Skizze des Antriebsstrangs [31]. Diese Skizze wird zunehmend detaillierter aufgrund von Komponentenspezifikationen. Die E-Maschinenauslegung ist dabei abhängig von der Spezifikation der weiteren Komponenten im Antriebsstrang:

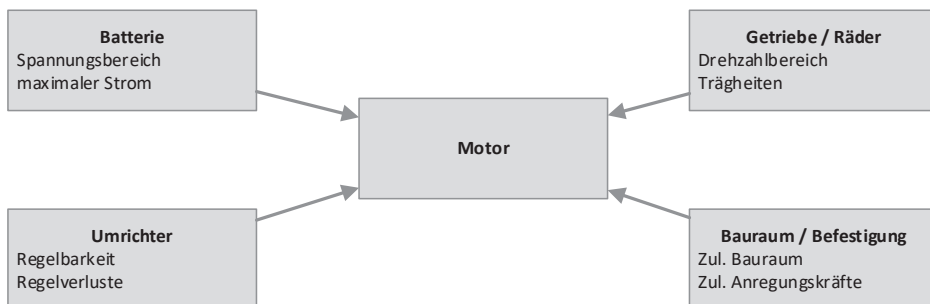


Abbildung 1.3: Abhängige Spezifikation des Motors

Für die elektrische Maschine ergibt sich eine Vielzahl unterschiedlicher multidisziplinärer Spezifikationen und Anforderungen [34], vereinfacht skizziert in der folgenden Abbildung:

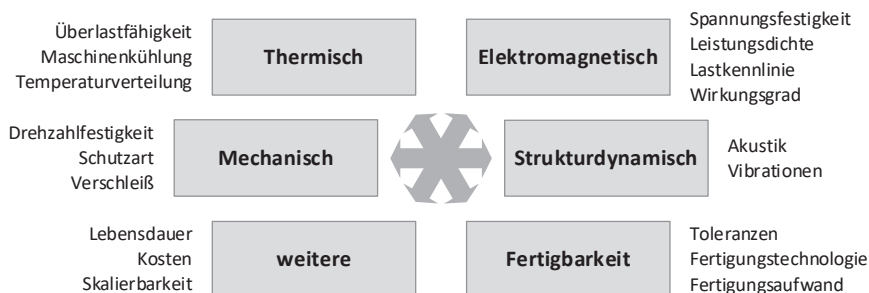


Abbildung 1.4: Skizze der Komponentenanforderungen des Elektromotors

Elektromagnetisch werden ausgewählte Spezifikationen im Folgenden detailliert:

Innere Maschinenleistung und Drehmomente

Elektrische Maschinen sind in der Lage zeitlich begrenzt erheblich überlastet zu werden. Diese sogenannte Kurzzeitleistung ist von der Dauerleistung abzugrenzen und ist wesentlich von dem thermischen Konzept und der thermischen Auslegung abhängig. Beide gilt es zu spezifizieren, um das Fahrleistungsspektrum der Maschine abzudecken. [34] [35]

Elektromagnetischer Wirkungsgrad und Verlustleistung

Der elektromagnetische Wirkungsgrad der Maschine, bzw. äquivalent berechenbar die Verlustleistung, sind von hoher Relevanz. Sie beeinflussen die Fahrzeugreichweite. Zudem besteht ein direkter Zusammenhang zur notwendigen thermischen Auslegung und den in der Maschine auftretenden Temperaturen. [34] [35]

Betriebssicherheit

Für die funktionale Sicherheit des Fahrzeugs ist es notwendig, dass die elektrische Maschine aus jedem Betriebspunkt heraus in einen sicheren Zustand überführt werden kann. Ein sicherer Zustand bedeutet für den Antrieb eines Elektrofahrzeugs insbesondere, dass keine Maschinenbeschädigung auftritt, keine Spannung an den Maschinenklemmen anliegt und keine Ströme in den Zwischenkreis zurückgespeist werden. [35] [36] Eine Übersicht zu den Anforderungen an die funktionale Sicherheit von BEVs und HEVs gemäß ISO26262, wird u.a. von *Christiaens* in [37] gegeben.

Kosten

Die Kosten des Antriebs sind für die Fahrzeughersteller von hoher Bedeutung. Dabei muss auch berücksichtigt werden, dass insbesondere die Kosten der Magnetmaterialien volatil sind und die Bewertung an die sich ändernden Bedingungen angepasst werden muss. [35]

1.3.2 Maschinenentwurf

Ausgehend von der Maschinenspezifikation wird im Entwicklungsprozess ein erstes Maschinenkonzept entworfen. Dieses enthält grundlegende Parameter wie die Polpaarzahl und einen Entwurf der Maschinentopologie. Ein wesentlicher Aspekt der Statorauslegung unterscheidet zwischen verschiedenen Wicklungsarten und Wicklungsaufbauten. Dazu zählen Zahnspulwicklungen, verteilte Wicklungen oder gesehnte Wicklungen. Diese können mit isolierten Runddrähten oder Hairpin-Drähten ausgeführt werden. Innerhalb der Rotortopologie wird zwischen Maschinen mit Oberflächenmagneten (SMPMSM) und Maschinen mit innenliegenden Magneten (IPMSM) unterschieden. Für IPMSM haben sich vier verschiedene Magnetanordnungen etabliert: Speichenanordnungen, tangentiale Magnetanordnungen, Magnetanordnungen im V-Form oder in U-Form. Grundsätzlich können diese auch mehrfach gestapelt auftreten. Die folgende Abbildung skizziert diese Topologien: [38]

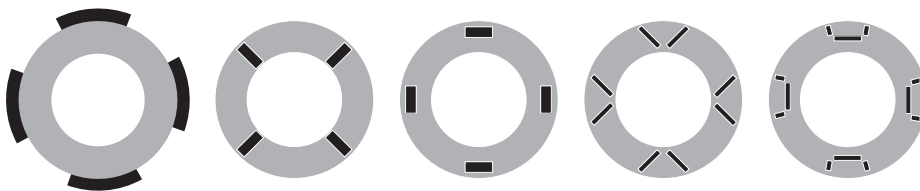


Abbildung 1.5: Maschinentopologien von links nach rechts: SMPMSM, IPMSM mit Speichenmagneten, tangentialer Magnetanordnung, V-Anordnung, U-Anordnung

Das resultierende Maschinenverhalten wird neben der Magnetanordnung zusätzlich von weiteren Faktoren wie der Kavitätsform und -anordnung sowie der Statortopologie beeinflusst. Typischerweise ergibt sich je nach Magnetanordnung jedoch ein charakteristisches Verhalten:

Tabelle 1.3: Bewertung der Maschinentopologien (vgl. [38] [39])

Magnetanordnung	SMPMSM	IPMSM		
		Speichen	Tangential	V/U-Form
Drehmoment im Grundstellbereich	-	-	+	+
Drehmoment im Feldschwächbereich	+	+	-	0
Wirkungsgrad	-	0	0	+

Unabhängig von der Maschinentopologie können Magnete im Erodierverfahren in beliebiger Form produziert werden und eine beliebige Anordnungs-kombination annehmen. Die Maschinentopologie kann anforderungsoptimiert werden, um ein höheres Drehmoment bei gleichzeitig höheren Wirkungsgraden, mit dem Nachteil der höheren Produktionskosten für die Magnete und einem höheren Entwicklungsaufwand der Maschine, zu erreichen. [6]

1.3.3 Optimierungsprozess

Der Optimierungsprozess hat die Aufgabe die Maschine so anzupassen, dass die gesetzten Maschinenspezifikationen und Optimierungsziele bestmöglich erreicht werden und besteht meist aus einer Geometrieoptimierung und weiteren Parameteroptimierungen. Dazu sind in der Wissenschaft unterschiedliche Verfahren und Methoden bekannt. Eine Übersicht über die Methoden zur Maschinenoptimierung wird zum Beispiel in [40] gegeben. Im Folgenden wird beispielhaft eine topologische Optimierung und eine Parameteroptimierung vorgestellt und gegeneinander abgegrenzt.

Ausgangsbasis für die Optimierung ist eine initiale Maschine. Diese kann eine Referenzmaschine sein, oder ein erstes, auf Basis der zuvor beschriebenen Maschinenspezifikation und typischen Maschinentopologien, abgeleitetes Maschinenmodell. Es folgt anschließend eine Optimierung hin zu den spezifischen Maschinenanforderungen. [41]

Die topologische Optimierung bestimmt ein Maschinendesign und hat gegenüber einer manuellen Designoptimierung oder einer auf die Geometrie bezogenen Parameteroptimierung den wesentlichen Vorteil, dass das Ergebnis nicht von der Wahl der geometrischen Parameterung abhängig ist. Damit generiert die topologische Optimierung unkonventionelle, neuartige Maschinendesigns, die sich von heutigen etablierten Designentwürfen absetzen können und so weitere Verbesserungen ermöglichen. Die topologische Optimierung basiert dabei auf einer Diskretisierung des Designraums in finite Elemente und einer elementweisen Berechnung der Materialverteilung durch Minimierung einer Zielfunktion mit generischen oder gradientenbasierten Verfahren. [42]

Eine parametrisierte Geometrie stellt einen geometrischen Körper dar, der vollständig oder in Teilen über Parameter definiert wird. Zu den Parametern können Radien, Mittelpunkte, Abstände oder Winkel zählen, die die Lage oder die Übergänge von Körpern wie Kreisen oder

Rechtecken definieren. Zur Parameteroptimierung existieren verschiedenen Verfahren. Die Herausforderung bei einer Optimierung der parametrisierten Geometrie ist die hohe Anzahl an Variablen zur Beschreibung der Geometrie und die Eingrenzung des Lösungsraums durch die Wahl der Parametrierung. Durch Ersatzmodelle kann die Parameteranzahl erheblich reduziert werden. Sensitivitätsanalysen oder statistische Untersuchungen können relevante Parameter identifizieren oder durch Teilen der Optimierung in sequentielle Teiloptimierungen einzelner Parameterpaare den Optimierungsprozess reduzieren. Die Maschinenoptimierung wird in dieser Arbeit nicht weiter vertieft. Grundsätzlich etabliert haben sich Mehrzieloptimierungen mit der Berechnung von Pareto-Fronten. [43] [44] [45] [46]

Unabhängig vom Verfahren stehen viele der Ziele der Optimierung in einem Konflikt zueinander. Die einseitige Optimierung, zum Beispiel der Betriebssicherheit der Maschine, führt häufig zu schlechteren Ergebnissen anderer, im Optimierungsprozess zunächst nicht berücksichtigter Zielgrößen, wie der Maschinenperformance oder der Maschinenkosten. In Kombination mit der Vielzahl an Spezifikationen, Anforderungen und Optimierungszielen (vgl. Abbildung 1.4), ergibt sich ein mehrstufiger und zyklischer Optimierungsprozess zur Lösungsfindung.

Final sollten die Maschine multiphysikalisch optimiert sein: mechanische Eigenschaften wie Drehzahlfestigkeit, elektromagnetische Eigenschaften wie der Maschinenwirkungsgrad, strukturdynamische Eigenschaften wie die Maschinenakustik aber auch übergeordnete Ziele wie die Maschinenkosten müssen berücksichtigt und optimiert sein. [47]

1.4 Zielsetzung und Anforderungen im Bewertungsprozess

Ziel ist die Entwicklung eines integrierten elektromagnetischen Bewertungsprozesses für permanenterregte Synchronmaschinen von BEVs, der an die spezifischen Anforderungen im Gesamtentwicklungs- und Optimierungsprozess angepasst ist. Damit sollen Optimierungserfolge und -misserfolge erkannt und bewertet werden. Weitergehend soll der Bewertungsprozess anhand von prototypischen Messungen validiert werden, sodass in folgenden Entwicklungen Maschinenprototypen von Entwicklungszwischenständen unnötig werden.

Die Zielfunktionen im Optimierungsprozess berücksichtigen häufig nicht das gesamte Maschinenverhalten, da eine vollständige Optimierung unter Berücksichtigung aller möglichen Zielgrößen und Randbedingungen technisch nicht umsetzbar ist. Damit kommt dem Bewertungsprozess die Bedeutung zu, frühzeitig kritische Ergebnisse zu erkennen, um weitere Randbedingungen in den Optimierungsprozess zu integrieren. Entsprechend muss der Bewertungsprozess multiphysikalisch sein und alle relevanten Maschineneigenschaften bewerten können. Ein modularer Prozess ermöglicht es darüber hinaus Teilaspekte in verkürzter Zeit auszuwerten.

Aus der Forderung der ganzheitlichen elektromagnetischen Bewertung ergeben sich die elektromagnetischen Zielgrößen des Bewertungsprozesses:

Tabelle 1.4: Elektromagnetische Bewertungsgrößen

Betrieb im Leerlauf	Betrieb im Kennfeld	Betriebssicherheit
• Spannungsverlauf ○ Grundwelle ○ Oberschwingungsanteile	• Drehmoment ○ maximales Dauermoment ○ Welligkeit • Verlustleistungen • Wirkungsgrad • Betriebsstrategie ○ Zyklusverhalten	• Kurzschlussströme ○ stationär ○ transient • Drehmoment im Kurzschluss • Entmagnetisierungsfestigkeit

Zudem müssen Schnittstellen für weitere multiphysikalische Bewertungen implementiert werden. Für die strukturdynamische Bewertung müssen die elektromagnetischen Anregungskräfte sowie für die thermische Bewertung die elektromagnetischen Verlustleistungen übergeben werden.

Der Optimierungsprozess einer PMSM stellt sich als zyklischer Prozess dar, in dem ausgewählte Aspekte optimiert und einzelne Spezifikationen und Anforderungen Schrittweise erreicht werden.

Aus dem zyklischen Entwicklungsprozess, mit vielfach notwendigen Bewertungen einzelner Optimierungsergebnisse und Zwischenstände dieser, folgt die zentrale Herausforderung den Bewertungsprozess rechenzeiteffizient zu gestalten, sodass viele Teilergebnisse bewertet werden können. Dabei darf jedoch nicht die Genauigkeit der Maschinenbewertung vernachlässigt werden. Um den Zielkonflikt zwischen Rechenzeit und Genauigkeit anwendungsspezifisch zu lösen, sind relevante Konfigurationsparameter zu identifizieren, die je nach Schwerpunkt angepasst werden können. Richtlinien zur Parametrierung der Bewertung mit unterschiedlichen Schwerpunkten wie Genauigkeit und Rechenzeiteffizienz sind zu erarbeiten.

Die Integration des Bewertungsprozesses in den Entwicklungsprozess generiert wesentliche Vorteile. Die Standardisierung des Bewertungsprozesses mit einer einheitlich strukturierten Datenbasis ermöglicht eine weitreichende Prozessautomatisierung ohne manuelle Eingriffe von Entwicklern. Es ergeben sich konsistente Datenstrukturen, Bewertungsergebnisse bleiben nachvollziehbar und vollständig zurückverfolgbar. Es zeigt sich, wie sich die Maschinencharakteristik durch die einzelnen Optimierungsiterationen verändert und wie sich Anpassungen am Design auswirken.

Aktuelle PMSM in Fahrzeugtraktionsantrieben sind bereits auf sehr hohem Niveau (vgl. z.B. [33] mit Wirkungsgraden über 95 % in weiten Teilen des Betriebsbereichs). Deshalb muss

der Bewertungsprozess in der Lage sein, auch kleine Verbesserungen zu identifizieren. Dies ist nur möglich, wenn der Bewertungsprozess eine hohe Genauigkeit in den Bewertungsergebnissen besitzt.

Referenz für die Ergebnisse des Bewertungsprozesses sind Messung mit Prototypen am Prüfstand. Die Übereinstimmung von prognostiziertem und gemessenem Verhalten ist wesentliches Qualitätsmerkmal und validiert den Bewertungsprozess. Durchgängige Schnittstellen im Bewertungsprozess ermöglichen den teilautomatisierten Abgleich von Messwerten mit Bewertungsergebnissen. Ziel ist es, frühzeitig Fehlparametrierungen im Bewertungsprozess zu identifizieren und systematisch zu beheben, um so die Bewertungsgenauigkeit zu erhöhen. Darüber hinaus ist es das Ziel, die durchgängigen Schnittstellen zu nutzen, um relevante Betriebspunkte für Prüfstandsmessungen zu identifizieren, den Messaufwand auf die notwendigen Betriebspunkte zu beschränken und so insgesamt wesentlich zu reduzieren. Ein Überblick über die Ziele und Randbedingungen des Bewertungsprozesses wird in folgender Abbildung gegeben.

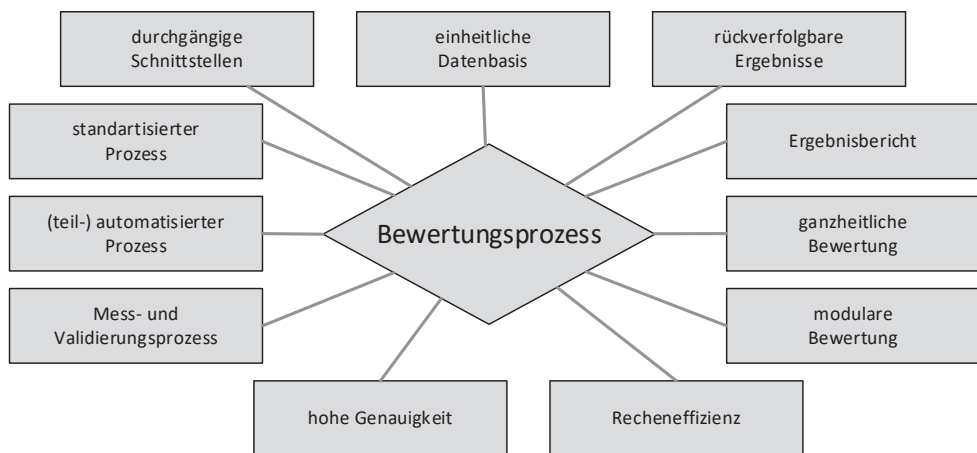


Abbildung 1.6: Ziele und Randbedingungen im Bewertungsprozess

1.5 Stand der Wissenschaft

Im Folgenden wird ein Überblick über den Stand der Wissenschaft zur Modellierung und Bewertung von PMSM gegeben. Mit elektromagnetischem Schwerpunkt wird im Folgenden übergreifend auch kurz der Stand der Wissenschaft zu thermischen, mechanischen und multiphysikalischen Modellierungen und Bewertungen gegeben. Der Stand der Wissenschaft zu einzelnen Schlüsselaspekten der elektromagnetischen Bewertung wird in den entsprechenden Unterkapiteln (vgl. Kapitel 4.2, Kapitel 5.1 und Kapitel 6.3) detailliert aufgearbeitet.

1.5.1 Thermik

Die Relevanz einer thermischen Maschinenbewertung ergibt sich aus der thermischen Belastbarkeitsgrenze der elektrischen Maschine, insbesondere der verbauten Materialien, wie der Lager, der Wicklungsisolation und der Magnete. Optimierungsziel ist es, die Temperatur zu reduzieren, um die Dauerleistung der Maschine zu erhöhen, die temperaturabhängigen Kupferverluste der Maschine zu senken oder auf kostengünstigere Materialien zurückgreifen zu können. [34]

Die etablierten Modelle zur thermischen Modellierung von elektrischen Maschinen wurden von *Boglietti* [48] zusammengefasst. Die Modelle können in analytische Verfahren, wie thermische Netzwerke (LPTN: Lumped Parameter Thermal Networks), und numerische Verfahren, wie Finite-Element- (FE) Simulationen und strömungsmechanische (CFD: Computational Fluid Dynamics) Simulationen, unterteilt werden.

Ergebnis der Bewertungen sind die Temperaturverteilungen und zeitliche Temperaturverläufe, die sich aus den Wärmeströmen innerhalb der Modelle ergeben. Thermisch bewertet werden muss, ob die auftretenden Temperaturverteilungen innerhalb der Betriebsgrenzen der verwendeten Materialien liegen, um eine thermische Beschädigung der Maschine im Betrieb zu vermeiden. [34]

1.5.2 Mechanik

Im Gebiet der Mechanik ist die Festigkeitsbewertung und die Strukturmechanik von Relevanz. Die Notwendigkeit einer Festigkeitsbewertung der Maschinentopologie, insbesondere des im Rotor verbauten Elektrolechs, ergibt sich direkt aus der hohen mechanischen Beanspruchung und Last, die im Maschinenbetrieb auftritt. Das Elektrolech muss die auftretenden elektromagnetischen Kräfte (resultierend im Rotormoment) an die Welle weiterleiten. Eventuelle Pressungen bzw. Verzahnungen der Wellen-Naben-Verbindung müssen den auftretenden Lasten standhalten. Darüber hinaus unterliegt der Rotor drehzahlabhängigen Zentrifugallasten. Zur Modellierung hat sich die Finite-Elemente-Methode (FEM) etabliert. Final bewertet wird, ob die verbauten Materialien den Lasten standhalten und sich nicht plastisch verformen [49]. Dabei müssen auch die zyklischen Belastungen im Betrieb [49] und die auftretenden thermischen Spannungen [50] berücksichtigt werden. Ein Forschungsschwerpunkt stellt die Form und Lage von Stegen bzw. Kavitäten dar, um die Zentrifugalkräfte auch bei hohen Drehzahlen ableiten zu können [51] [52] [53] [54].

Die Notwendigkeit einer strukturdynamischen Bewertung ergibt sich aus dem Entwicklungsziel einer akustisch unauffälligen Maschine, also die Begrenzung von Geräuschen,

Vibrationen und Rauigkeit³ (NVH: Noise, Vibration, Harshness). [55] Die Modellierung erfolgt üblicherweise in einem 3D-FEM Modell. Der Modellierungs- und Berechnungsaufwand ist allgemein hoch. Elektromagnetische Anregungskräfte werden eingeleitet, aus denen sich im Berechnungsergebnis zeitliche Gehäuseauslenkungen, in Amplitude und Frequenz ergeben. Aus den Ergebnissen kann nachgelagert eine akustische Untersuchung, mit dem Schalldruck als Ergebnis, folgen. Strukturdynamisch bewertet wird die Amplitude der Gehäuseauslenkungen sowie die zugehörigen Frequenzen (Motorordnungen). [56]

1.5.3 Elektromagnetik

Die elektromagnetischen Felder einer PMSM sind maßgeblich für das Betriebsverhalten der Maschine verantwortlich und deshalb von hoher Relevanz im Maschinenentwurf und der Optimierung [57]. Die elektromagnetischen Felder sind Ursache des Drehmoments und beeinflussen den Wirkungsgrad sowie die Leistungsdichte maßgeblich. Eine wettbewerbsfähige Maschinenentwicklung ist damit abhängig von einer konsistenten Feldberechnung und Bewertung. [34]

Die Feldberechnung basiert dabei entweder auf analytischen Ansätzen oder auf FEM Analysen in 2D oder 3D.

Für analytische Lösungen wird die Geometrie so weit vereinfacht, bis die Maxwell- Gleichungen (bzw. zweckmäßig die Gleichungen für das magnetische Vektorpotential) im Gebiet lösbar werden. Beispiele für einfache Rotor-Stator Topologien werden in [34] gegeben.

Weitgehend ohne geometrische Vereinfachungen kommen FE-Berechnungen aus, die die Feldgleichungen im 2D-Raum lösen. Ein Überblick über die Entwicklung der Software zur Berechnung von elektromagnetischen Feldern in Maschinen, sowie die unterschiedlichen kommerziellen Tools wird in [58] gegeben. Der Modellaufbau innerhalb von *Ansys Maxwell* von FE-Modellen elektrischer Maschinen wird in [59] und [60] dargestellt. Etablierter Stand der Technik sind 2D-FE Modelle zur Feldberechnung. Aktuelle Forschungsarbeiten verwenden auch 3D-Modelle. Diese sind aufgrund des erheblichen Rechenaufwands noch nicht etabliert, bieten allerdings Genauigkeitsvorteile, insbesondere beim Bestimmen der auftretenden Wirbelströme oder Feldbetrachtungen am Rotorrand, wie dem Wickelkopf. [61] [62] Darüber hinaus ist die Modellierung von Axialflussmaschinen prinzipiell nur im dreidimensionalen Raum möglich und hier Stand von Forschungsarbeiten. [63] Rotorschragungen werden üblicherweise über eine parametrisierte Rotordrehung innerhalb von 2D-FE Analysen abgebildet. [64] [65] *Urresty* [57] beschreibt die Modellierung einer Ersatzgeometrie für SMPMSM, die den geschrägten Rotor in einer Geometrie abbildet.

³ Rauigkeit bezeichnet den Übergangsbereich zwischen Vibration und Geräusch zwischen 20 und 50Hz der fühlbar und hörbar sein kann.

In nachgelagerten analytischen Berechnungen werden aus den Ergebnissen der FEM Spannungen, Drehmomente und Induktivitäten bestimmt. Alle relevanten Größen werden anschließend in ein rotorfeldorientiertes Koordinatensystem transformiert. Hier erfolgt üblicherweise die Auslegung der Regelstrategien der Maschine. [34]

Die elektromagnetische Verlustmodellierung und -minimierung stellt einen Forschungsschwerpunkt innerhalb der Zielkonflikte Komplexität, Berechnungsaufwand und Genauigkeit dar. Etabliert ist die Verlustauswertung basierend auf 2D-FE Simulationen. [66] [67] [68] [69] Die implementierte Auswertung der Verlustleistung basiert grundlegend auf den Steinmetzgleichungen [70], die die Feldberechnungen von der Verlustleistungsberechnung separieren. Grundsätzlich kann die Hysterese auch direkt in den FE-Simulationen berücksichtigt werden, basierend auf den Gleichungen von *Jiles* und *Atherton* [71], was innerhalb der Zielkonflikte jedoch oft vernachlässigt wird. (vgl. z.B. [66] [67] [68] [69]). Eine Übersicht über aktuelle elektromagnetische Verlustleistungsmodelle und deren FEM gestützte Berechnung wurde von *Krings* veröffentlicht [72].

Präzise Wirbelstrombestimmung in den Magneten basiert auf 3D-FE Simulationen. [73] [74] [75] Aktuelle Forschungen versuchen den Aufwand einer 3D-Simulation zu vermeiden und vergleichbare Ergebnisse durch die Kopplung von analytischen Verlustmodellen und 2D-FE Simulationen zu erreichen [76] [77] [78].

Weitere in Forschungsarbeiten adressierte Ziele sind die Maximierung des Drehmoments bzw. der Drehmomentdichte und die Verringerung der Drehmomentwelligkeit. [79] Die kann grundlegend durch eine optimierte Maschinenregelung [80], oder auf Basis von Topologieoptimierungen erfolgen [81] [82] [83] [84]:

Bianchi [81] und *Hwang* [82] beschreiben und analysieren verschiedene Verfahren zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit. Unter anderem beschreiben sie Designansätze von Rotor und Stator, asymmetrische Rotortopologien sowie die Relevanz von Rotorschrägungen. *Azar* weist in [83] den Zusammenhang zwischen der Sinusform der elektromotorischen Kraft (EMK) und der Drehmomentwelligkeit nach. *Wang* zeigt in [84], dass sich durch die Gestaltung der Rotoroberfläche, das mittlere Drehmoment erhöhen lässt, bei gleichzeitig verringertem Oberschwingungsgehalt.

Nicht zuletzt beschäftigen sich wesentliche Forschungsarbeiten mit den Magneten der PMSM. Diese können abhängig von der Materialauswahl einen bedeutenden Kostenfaktor der Maschine darstellen und beeinflussen darüber hinaus wesentlich das elektromagnetische Feld bzw. die Betriebseigenschaften der Maschine. Bereits 1984 wurden Samarium-Cobalt (SmCo) Magnete innerhalb von PMSM mit Ferriten verglichen [85]. Aktuelle Forschungen beschäftigen sich mit dem Vergleich der aktuellen Magnetgeneration von NdFeB Magneten (zum Teil mit Dysprosium- (Dy) Anteil) gegenüber den deutlich günstigeren Ferriten:

Fang vergleicht in [86] NdFeB Magnete mit Ferriten in IMPMSM anhand von Maschinenwirkungsgrad, Drehmoment, Baugröße, Leistungsdichte und der resultierenden Materialkosten. Erweitert wird der Vergleich von *Fasolo* um verschiedene Rotortopologien und das Entmagnetisierungsverhalten [87].

Galioto fokussiert sich auf die Reduktion des Dysprosiumanteils in der Magnetlegierung, getrieben von den Preissteigerungen – und Schwankungen des Materials. Dabei wird eine Speichentopologie optimiert, die mit Ferritmagneten oder NdFeB Magneten ohne Dy-Anteil, vergleichbare Spezifikationen ermöglicht [88]. *El-Refaie* erweitert den Vergleich um verschiedene weitere Topologien [89].

1.5.4 Multiphysikalische Modellierung und Bewertung

Der Zusammenhang von Elektromagnetik, Thermik und Strukturdynamik in der Maschinenentwicklung- und Bewertung ist bekannt und Forschungsschwerpunkt in zahlreichen Arbeiten.

Amrhein gibt in [90] einen Überblick über einen multiphysikalischen Designprozess von elektrischen Maschinen im Rahmen einer multikriteriellen Optimierung. Dabei wird ein Methodenüberblick für thermische, elektromagnetische und strukturdynamische Berechnungsprozesse gegeben: Analytische Modelle werden skizziert, ebenso wie komplexere magnetische Ersatzschaltkreise (MEC) und numerische Verfahren wie FEM oder CFD.

Analytische Verfahren bieten wesentliche Vorteile innerhalb des multiphysikalischen Optimierungsprozesses, wenn die Minimierung des Berechnungsaufwandes im Vordergrund steht: *Jannot* beschreibt in [43] ein weitreichendes analytisches multiphysikalisches Modell einer IPMSM, indem Drehmomente, Verluste, mechanische Belastungen und Deformierungen sowie die auftretenden Maximaltemperaturen im Kupfer und in den Magneten bewertet werden. Die physikalischen Bereiche sind dabei nicht gekoppelt, lediglich die Magnet- und Kupfertemperaturen werden zurückgeführt in das elektromagnetische Modell. *Rodriguez* beschreibt in [91] ein zu *Jannot* weitgehend vergleichbares analytisches multiphysikalisches Modell für SMPMSM, dass um strukturdynamische Aspekte, wie die Vibroakustik, erweitert wurde. Wesentlicher Nachteil der analytischen Modelle sind die hohen Modellungenauigkeiten. Referenziert auf eine präzisere Finite-Elemente-Analyse (FEA) gibt *Jannot* in [43] eine Abweichung von 10 % der analytischen Modelle zur FEA an.

Eine Verbesserung der Genauigkeit wird mit einer auf der FEM basierenden Methode erwartet. Um den Zielkonflikt zu lösen, zeigt *Makni* einen zweistufigen multiphysikalischen Bewertungsprozess aus schnellen analytischen Bewertungen und einer nachgelagerten FEA für Detailbetrachtungen und Untersuchungen mit höherem Berechnungsaufwand unter Berücksichtigung von elektromagnetischen und thermischen Modellen [92]. *Siecoban*

beschreibt einen mehrstufigen Optimierungsprozess aus einer analytischen elektromagnetischen Erstausslegung, einem nachgelagerten elektromagnetischen Design innerhalb von FE-Modellen und einem abschließenden strukturdynamischen Design [47].

Die Kopplung von elektromagnetischen Modellen an thermische, und die einseitige Kopplung von elektromagnetischen an strukturdynamische, ist aktuell Bestandteil von Forschungsarbeiten. *Legranger* koppelt beispielsweise elektromagnetische 2D-FE Berechnungen an thermische LPTN Netzwerke. Schnittstellen sind dabei die elektromagnetischen Verluste sowie die Temperaturen der Kupferwicklung und der Magnete [93]. *Klarin* koppelt elektromagnetische 2D-FE Berechnungen an 3D-strukturdynamische Berechnungen für vibroakustische Auswertungen. Schnittstelle des elektromagnetischen Modells sind dabei die radialen und tangentialen Luftspaltkräfte, die in das strukturdynamische Modell übergeben werden [94]. Auch die vollständige Kopplung der FE Modelle ist möglich. *Park* zeigt stark gekoppelte thermische und elektromagnetische 3D-FE Berechnungen einer PMSM [95]. Aufgrund der unterschiedlichen Anforderungen an die Modellbildung (wie Modellvernetzung) und zeitlichen Berechnungsschrittweite ist eine stark gekoppelte Berechnung jedoch unüblich [90].

1.5.5 Bewertungswerkzeuge

Etablierte Werkzeuge zur Maschinenbewertung sind FEM-Tools für Feldberechnungen. Diese Tools bieten aber üblicherweise keine oder nur eingeschränkte Verarbeitungsmöglichkeiten der Berechnungsergebnisse, die notwendig sind, um die Maschine bewerten zu können. Dazu zählt beispielsweise die Bestimmung der Betriebsstrategie der Maschine, also die einzuprägenden Ströme für das gewünschte Drehmoment, die erst nachgelagert aus der Simulation abgeleitet werden kann. Weitergehend fehlen den FEM-Tools implementierte Prozesse zur Steuerung und Automatisierung der Simulation. Zur Bewertung unterschiedlicher Maschinen müssen vollständig neue Modelle aufgebaut werden, mit hohem Fehlerpotential und manuellem Aufwand. Maschinenbewertungen fehlt so eine systematische Zuordnung zu den Berechnungsgrundlagen in der FEM und damit einer Rückverfolgbarkeit der Ergebnisse. Auch eine Prozessvalidierung ist hier kaum möglich.

Diesen Mehraufwand haben insbesondere Zulieferer und Dienstleister der Automobilindustrie erkannt und bieten teilweise Toolketten an (auch äquivalent bezeichnet als Werkzeugkette), die die Berechnung und Auswertung aus der FEM automatisieren. Diese Toolketten haben sich dabei noch nicht vollständig als Industriestandard etabliert, einige Veröffentlichungen skizzieren ein iteratives, nicht automatisiertes Vorgehen der OEMs zur Maschinenbewertung (vgl. [41]).

So entwickelt die *Robert Bosch GmbH* ein Bewertungs- und Optimierungstool zur automatisierten multiphysikalischen, also insbesondere magnetisch, thermisch und mechanischen,

Bewertung von Synchronmaschinen, mit dem Schwerpunkt einer besonders schnellen Bewertung, um unterschiedlichste Maschinenkonzepte vergleichen zu können [96].

Der Softwarehersteller *Dynardo GmbH* hat in der Software *optiSLang* eine Optimierungsumgebung für Synchronmaschinen geschaffen, die basierend auf der FEM-Software *Motor-CAD* und/oder *Ansys Maxwell* eine multikriterielle Optimierung und Bewertung ermöglicht [97].

Das Softwaretool *PMOK* des Instituts für Antriebssysteme und Leistungselektronik der Universität Hannover ermöglicht die Berechnung des stationären Betriebsverhaltens von permanenterregten Synchronmaschinen, durch die Steuerung und Auswertung der FEM-Software *FEMAG*. Transiente Vorgänge wie die Bewertung des Kurzschlussverhaltens fehlen [98].

Eine ergänzende Berücksichtigung oder Verwendung von Prüfstandmesswerten in dem Bewertungsprozess fehlt in allen Werkzeugumgebungen, die Möglichkeit der Bewertung von Kurzschlussströmen ist nur eingeschränkt gegeben. Gravierender als die partielle Unvollständigkeit dieser Toolketten, also dem Fehlen einzelner Konfigurationen, Kopplungen, Bewertungsschritte oder Auswertungen ist, dass die wirtschaftlich-monetäre Verwertung dieser Software eine Geheimhaltung der zugrundeliegenden Prozesse, Methoden und Algorithmen bedingt und folglich keine wissenschaftliche Analyse und Weiterentwicklung möglich ist. Die von den Softwareentwicklern erarbeiteten Methoden sind nicht allgemein zugänglich. Damit entfällt auch die Möglichkeit diese Software um fehlende Aspekte zu erweitern, oder an die Anforderungen des Bewertungsprozesses anzupassen.

1.6 Wissenschaftlicher Beitrag

Der wissenschaftliche Beitrag dieser Arbeit besteht in der Entwicklung und Umsetzung eines integrierten ressourcen- und zeiteffizienten Prozesses zur genauen elektromagnetischen Bewertung von permanenterregten Synchronmaschinen. In dem integrierten Prozess erfolgt die synergetische Bewertung aller bewertungsrelevanten Gütekriterien, eingebettet in einen multiphysikalischen Entwicklungsprozess. Eine effiziente Bewertung wird einerseits durch weitgehend automatisierte Prozesse und andererseits im Zielkonflikt mit der Bewertungsgenauigkeit durch die Parametrierung wesentlicher Berechnungseinstellungen anforderungsspezifisch erreicht. Die Recherchen zum Stand der Wissenschaft zeigen, dass sich die aktuelle Literatur nur ungenügend mit einem umfassenden elektromagnetischen Bewertungsprozess auseinandersetzt. In nahezu allen Veröffentlichungen werden nur Teilaspekte betrachtet.

Bestehende Werkzeugketten zur Maschinenbewertung erfüllen nicht alle Anforderungen und Zielsetzungen und sind darüber hinaus nicht, oder nur schwer erweiterbar, da kein Einblick in die toolinternen Prozesse besteht. Etablierte FEM-Software gibt keine direkt nutzbaren Bewertungsergebnisse aus und muss deshalb in einen Bewertungsprozess eingebunden werden.

Damit stellt die Entwicklung eines integralen Prozesses zur elektromagnetischen Maschinenbewertung in dieser Arbeit einen relevanten wissenschaftlichen Beitrag dar.

Teile des in dieser Arbeit beschriebenen Bewertungsprozesses sind Stand der Technik und in Publikationen beschrieben. Hier besteht der wissenschaftliche Beitrag darin, diese Ansätze in den Bewertungsprozess der integrierten Werkzeugkette zu implementieren und an die spezifischen Randbedingungen im integrierten Bewertungsprozess (vgl. Kapitel 1.4) anzupassen. Mit Entwicklung der Werkzeugkette hat sich auch gezeigt, dass der Stand der Technik in relevanten Teilbereichen nicht den spezifischen Anforderungen eines integrierten Bewertungsprozesses genügt. Dies betrifft insbesondere Verbesserungen, um die Rechenzeiten zu verkürzen, die Berechnungsgenauigkeit zu steigern oder die Prozesse zu standardisieren und zu automatisieren. Erweiternde Implementierungen stellen durch die Anpassung des etablierten Vorgehens und die Erforschung neuartiger Berechnungsverfahren und Methoden einen wissenschaftlichen Beitrag dar:

Durch einen hybriden Ansatz, der FE-Simulation und analytischen Berechnungen kombiniert, können Simulationszeiten gekürzt und die Bewertungsgenauigkeiten gesteigert werden. Der Ansatz ermöglicht es, die FE-Simulation mit der durchgängigen Verwendung von stationären Simulationen zu vereinheitlichen und gleichzeitig die Rechenzeit zu reduzieren (vgl. Kapitel 4.3 und 4.4). Die Simulation wird durch automatisierte Prozesse gesteuert, aktuelle Verfahren der Simulationsplanung und Metamodellierung werden verwendet (vgl. Kapitel 5.1-5.3). Um basierend auf den stationären Simulationen auch dynamische Vorgänge bewerten zu können, wird in Kapitel 6.3 eine neuartiger numerischer Berechnungsalgorithmus entwickelt, der eine genaue und gleichzeitig effiziente Bewertung von Kurzschlussströmen ermöglicht. Relevante Quereinflüsse werden in dieser Arbeit identifiziert, um die Berechnungsgenauigkeit zu erhöhen. In Kapitel 7.1 werden die Ergebnisse von Prüfstandsmessungen verwendet, um Maschinenparameter systematisch zu verbessern. In zyklischen Entwicklungsprozessen können so langfristig die Simulationsstandards verbessert werden.

1.7 Aufbau der Arbeit

Der Bewertungsprozess mit den Schnittstellen und der verwendeten Software wird in Kapitel 2 *Bewertungsprozess innerhalb einer Werkzeugkette* vorgestellt. Es wird eine Prozessübersicht gegeben, multiphysikalische Zusammenhänge werden dargestellt.

In Kapitel 3 *Grundlagen* werden die relevanten Bewertungsgrundlagen dargestellt, die wesentlich aus den Gleichungen der Elektrodynamik, der Theorie der FEM und der Modellbildung von permanenterregten Synchronmaschinen bestehen. Die in dieser Arbeit verwendete Ergebnisnormierung wird gezeigt.

Das Kapitel 4 *Elektromagnetisches Simulationsmodell* geht auf den Aufbau und die relevanten Details des elektromagnetischen Simulationsmodells ein. Dargestellt werden die

Anpassungen des Simulationsmodells an die spezifischen Anforderungen der Werkzeugkette. Die Modellierung der Materialien, die Vernetzung und die aus der Vernetzung resultierenden Berechnungsfehler sowie die Studien- und Solvereinstellungen zur Reduktion der Berechnungszeit werden detailliert.

Aufbauend auf dem Simulationsmodell wird in Kapitel 5 *Gekoppelt analytisches Modell* die grundlegende Kopplung zwischen dem Simulationsmodell und den Maschinenbewertungen beschrieben. Dies beinhaltet die Steuerung des Simulationsmodells, die Simulationsplanung und Zwischenwertinterpolation von Simulationsergebnissen. Der Zusammenhang von Interpolationsverfahren und Simulationsplanung sowie den daraus resultierenden Interpolationsfehlern wird analysiert. Die Auswertungen aus dem Simulationsmodell werden um die Berechnung von Verlustleistungen und Oberschwingungen erweitert.

Mit den Ergebnissen aus Kapitel 4 und 5 wird in Kapitel 6 *Elektromagnetische Bewertung* die Maschinenbewertung in unterschiedlichen Betriebspunkten vorgestellt. Dies beinhaltet den Leerlaufbetrieb, den Betrieb im Maschinenkennfeld entlang der Maximalkennlinie und im Fahrzyklus, sowie den aktiven Kurzschluss im Fehlerfall. Auftretende Sekundäreffekte werden beschrieben und hinsichtlich ihrer Relevanz bewertet.

In Kapitel 7 *Prüfstandsmessungen* erfolgt die Integration von Prüfstandsmessungen in den Bewertungsprozess. Abweichungen zwischen Bewertungs- und Messwerten werden zur Parameterjustierung verwendet. Die final erreichte Bewertungsgenauigkeit wird dargestellt.

2 Bewertungsprozess innerhalb einer Werkzeugkette

Zur multiphysikalischen Bewertung von Maschinen wird in dieser Arbeit eine Werkzeugkette beschrieben, die eine im Entwicklungsprozess integrierte vollumfängliche Maschinenbewertung ermöglicht. Dieses Kapitel stellt aus Prozesssicht die einzelnen Teilprozesse und Schnittstellen der integrierten Werkzeugkette dar. Zunächst wird in Kapitel 2.1 eine Übersicht über den gesamten Bewertungsprozess gegeben, bestehend aus elektromagnetischen, thermischen und strukturdynamischen Prozessen, sowie den unterschiedlichen Schnittstellen. In Kapitel 2.2 wird anschließend die Simulations-, Steuerungs-, und Auswertungssoftware diskutiert. In Kapitel 2.3 wird die Kopplung zwischen den multiphysikalischen Prozessen dargestellt und die Relevanz der auftretenden Wechselwirkungen bewertet. Die elektromagnetische Bewertung mit den zugehörigen Schnittstellen, Daten und Datenformaten wird in Kapitel 2.4 detailliert und abschließend die mechanischen und thermischen Prozesse kurz in Kapitel 2.5 skizziert. Dieses Kapitel gibt damit einen Überblick über den Aufbau des gesamten Bewertungsprozesses und die inneren Zusammenhänge und ermöglicht damit die Einordnung der elektromagnetischen Bewertung in den Kontext.

2.1 Prozessbeschreibung

Der Bewertungsprozess ist eingebettet in den Entwicklungsprozess (vgl. Abbildung 1.2). Ausgehend von einer initialen Maschinenauslegung oder einer Referenzmaschine verbessert ein Optimierungsprozess auf Basis von Randbedingungen und Optimierungsmaschinen die Referenz. Das Ergebnis des Optimierungsprozesses (ein optimiertes Maschinendesign oder optimierte Parameter) wird dem Bewertungsprozess übergeben und in diesem multiphysikalisch bewertet. Das Ergebnis wird mit den Randbedingungen und Maschinenspezifikationen verglichen. Basierend auf den identifizierten Abweichungen vom Bewertungsergebnis zu den Spezifikationen wird der Optimierungsprozess justiert. Dieser Prozess wird zyklisch durchlaufen, bis die Ziele erreicht und die Spezifikationen eingehalten werden. Im Entwicklungsprozess folgt die prototypische Maschinenfertigung der optimierten Maschine, die anschließend am Prüfstand Messungen unterzogen wird. Die Ergebnisse der Messungen werden mit den Ergebnissen aus dem Bewertungsprozess verglichen, um so durch Rückschlüsse aus dem Vergleich den Bewertungsprozess zu verbessern.

In Abbildung 2.1 wird der Bewertungsprozess in Teilprozessen dargestellt. Grundlage für den Prozess ist eine Datenbasis, die die Berechnungsgrundlagen und -ergebnisse standardisiert und kategorisiert enthält. Über eine Schnittstelle zum Optimierungsprozess sowie über eine Benutzer- und Ablaufsteuerung können neue Daten integriert werden, um neue Maschinendesigns zu berechnen oder Abläufe anzupassen.

Dabei ist der Prozess grundsätzlich unterteilt in Simulationsprozesse für Feldberechnungen sowie Steuerungs- und Ergebnisauswertungsprozesse. Die Simulationssoftware wird dabei

von der Steuerungssoftware in den einzelnen Teilprozessen angesteuert, getrennt nach strukturdynamischen, thermischen und elektromagnetischen Berechnungen und Auswertungen. Basis für die Simulationssoftware ist dabei ein initiales Modell, indem einmalig die notwendigen und nicht (oder nur schwer) automatisierbaren Gebietszuweisungen vorgenommen werden. Alle weiteren Prozesse zur Bewertung sind automatisiert. Basierend auf dem initialen Modell werden von der Steuerungssoftware elektromagnetische, thermische und/oder mechanische Modelle aufgebaut, die zugehörigen Felder berechnet und die Berechnungsergebnisse ausgewertet und standardisiert in der Datenbasis abgelegt.

Weitergehend sind Prozesse zum Abgleich umgesetzt. Berechnungsergebnisse können mit Prüfstandsmessungen, mit anderen Bewertungsergebnissen oder mit der Maschinenspezifikation verglichen werden.

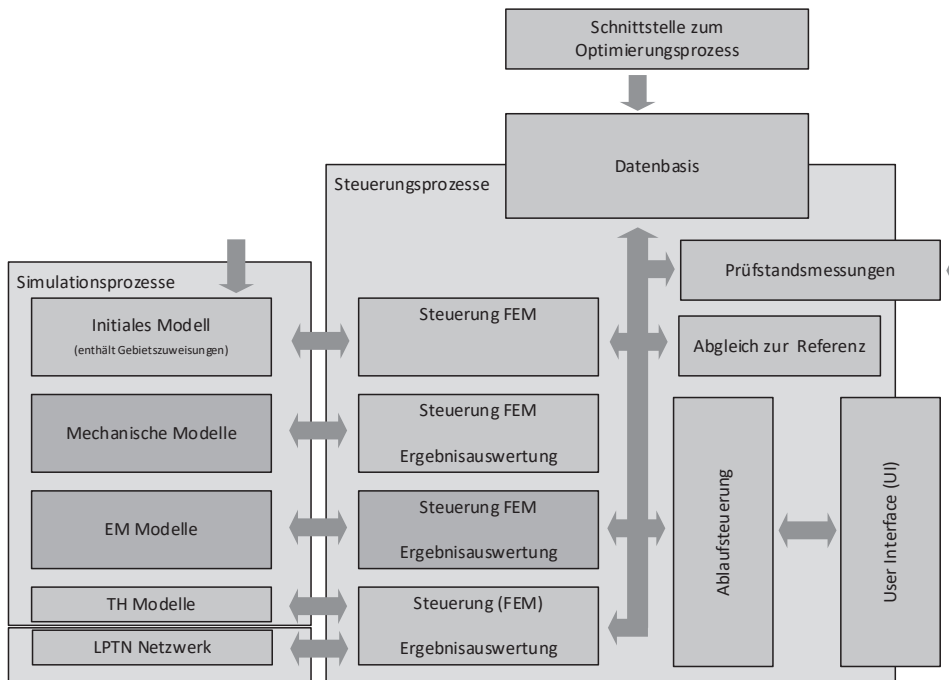


Abbildung 2.1: Aufbau des Bewertungsprozesses

In Abbildung 2.2 ist die standardisierte Datenbasis skizziert. Sie beinhaltet alle Informationen, die notwendig sind, um eine vollständige Bewertung vorzunehmen, insbesondere die Bewertungskonfiguration, eine Materialdatenbank, die Maschinentopologie, bestehend aus Rotor- und Stator-Design sowie die Maschinenparametrierung. Weitergehend werden alle Berechnungs- und Bewertungsergebnisse abgelegt und sind damit rückverfolgbar auf ihre initialen Berechnungsgrundlagen. Auch zugehörige Messwerte von Prüfstandsmessungen können zugeordnet und abgelegt werden.

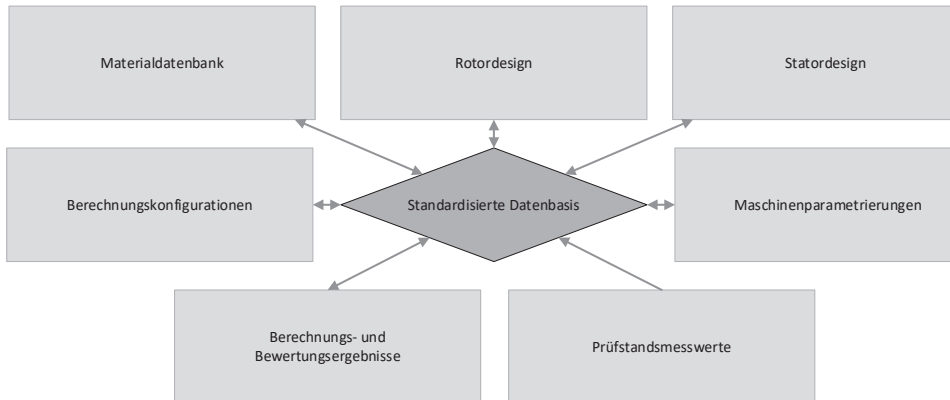


Abbildung 2.2: Standardisierte Datenbasis

Die Bewertungskonfiguration besteht aus Tabellen, die eine umfassende Konfiguration und Parametrierung der multiphysikalischen Bewertung ermöglichen. Dazu zählen Einstellungen, um die Rechenzeit bzw. Berechnungsgenauigkeit zu steuern, wie Simulationsschrittweiten oder Interpolationsverfahren für nachgelagerte Auswertungen. Weitergehend sind alle Formeln hinterlegt, die später automatisiert in der FEM-Berechnung implementiert werden.

Die Materialdatenbank wird versioniert und verwaltet Parameterlisten für alle verwendeten Materialien. Jedes Material wird als Tabelle hinterlegt, in der die Berechnungsgrundlagen aufgelistet sind. Dazu zählen Tabellen für die verbauten Elektrobleche (Trennung von Rotor-material und Statormaterial vorgesehen), die Rotorwelle, Magnete, Luft und Kupfer. Zu jedem Material sind die relevanten mechanischen, thermischen und elektromagnetischen Parameter hinterlegt. Eine Übersicht gibt die folgende Tabelle:

Tabelle 2.1: Materialparameterübersicht

Mechanische Parameter	Thermische Parameter	Elektromagnetische Parameter
• E-Modul • Querkontraktionszahl • Streckgrenze • Ausdehnungskoeffizient • Dichte	• spezifische Leitfähigkeit • Wärmeübergangs-koeffizienten • spezifische Wärmekapazität	• relative Permeabilität • elektrische Leitfähigkeit • Remanenzfeldstärke • $B(H)$-Kurven

Die Geometriedatenbank enthält alle im Entwicklungsprozess generierten Rotor- und Stator-designs, insbesondere das Design der Referenzmaschine und jedes daraus abgeleitete Optimierungsergebnis.⁴ In der Schnittstelle zum Optimierungsprozess wird das DXF (Drawing Exchange Format) Dateiformat verwendet. Der quelloffene Standard eignet sich

⁴ Im Rahmen des übergreifenden Projektes wurde von Drüner eine durchgängige teilautomatisierte Schnittstelle zwischen dem Optimierungstool und der Werkzeugkette entwickelt, das das Optimierungsergebnis in eine DXF Datei umwandelt [117].

aufgrund des einfachen, strukturierten Aufbaus und den leicht umsetzbaren Geometriemanipulationen für den Bewertungsprozess [99].

Die Maschinenparametrierung enthält alle darüber hinaus für den Maschinentyp relevanten Informationen. Dazu zählen Informationen aus der Maschinenspezifikation, wie die Auslegungstemperaturen, kurzzeitig zulässiger Maximalstrom oder die Spannungslage, aber auch Informationen, die in der 2D-Geometrie nicht vorhanden sind, wie Maschinenlänge in axialer Richtung, Windungszahlen, Rotorschrägungen, Wickelkopfstreuinduktivität und der Phasenwiderstand bei Referenztemperatur. Zudem wird in der Maschinenparametrierung die zu verwenden Materialien aus der Geometriedatenbank spezifiziert.

Auf Grundlage der standardisierten Datenbasis kann final eine Maschine angelegt werden. Damit ist die Maschine vollständig definiert und es ist möglich eine Bewertung vorzunehmen.

2.2 Auswahl der Simulations- und Steuerungssoftware

Die folgende Tabelle gibt einen Überblick über aktuell etablierte FE-Software zur Berechnung von elektrischen Maschinen:

Tabelle 2.2 FE-Software zur Berechnung elektrischer Maschinen⁵

	<i>COMSOL</i>	<i>Ansys</i>	<i>JMAG</i>	<i>ADINA</i>	<i>FEATool Multiphysics</i>	<i>FlexPDE</i>
Elektromagnetische Simulation	X	X	X	X	X	X
Thermische Simulation	X	X	X	X	X	X
Mechanische Simulation	X	X	X	X	X	(X)
Optimierungsprozesse	X	X				
Automatisierungsschnittstellen	X	X		(X)	X	
Informationsquellen	[100]	[101]	[102]	[103]	[104]	[105]

Innerhalb der integrierten Werkzeugkette ergeben sich spezifische Anforderungen an die FE-Software: Die Simulationsoftware muss die physikalischen Effekte – elektromagnetisch, mechanisch und thermisch nach der FEM abbilden können. Das umfasst eine Modellierung in 2D (mechanisch und thermisch auch 3D) sowie Lösungsverfahren für die Maxwell-Gleichungen, die allgemeinen Bewegungsgleichungen und die thermischen Differentialgleichungen. Im Rahmen der Standardisierung und Vereinheitlichung sollen die Feldgleichungen dabei innerhalb eines Softwarepaketes lösbar sein.

⁵ Die Verweise befinden sich im Kapitel Informationsquellen im Anschluss an das Literaturverzeichnis.

Darüber hinaus ist es für die Werkzeugkette essenziell, dass in der FEM ein hoher Automatisierungsgrad durch umfängliche Softwaresteuerung erreichbar ist. Eine CAD-Schnittstelle für das Dateiformat DXF ist erforderlich. Im Rahmen der Standardisierung und Vereinheitlichung von Prozessen und Schnittstellen ist es zudem vorteilhaft, wenn auch die Maschinenoptimierung innerhalb der Simulationsplattform erfolgen kann.

Diese Anforderungen werden insbesondere von der Softwareplattform *COMSOL Multiphysics* erfüllt, die innerhalb der integrierten Werkzeugkette und innerhalb des Optimierungsprozesses in der Version 5.4 eingesetzt wird. Dabei handelt es sich um eine kommerzielle Softwareplattform, zur Modellierung und Simulation multiphysikalischer Fragestellungen auf Basis der FEM.

Zahlreiche vorgefertigte Module vereinfachen die Bedienung von *COMSOL Multiphysics*: Zur elektromagnetischen Bewertung wird das *AC/DC Module* verwendet, das die Grundlagen der elektrischen und magnetischen Feldberechnung vorimplementiert. Die mechanischen Grundgleichungen sind in dem *Solid Mechanics*- und dem *Structural Mechanics Module* enthalten. Die Physik der Wärmeleitung ist im *Heat Transfer Module* hinterlegt und kann beispielsweise mit einem *CFD Module* erweitert werden. Darüber hinaus können eigene Gleichungen implementiert werden. Im Modellaufbau und zur Steuerung und Automatisierung der Simulation wird das *LiveLink Module* verwendet. Maschinenoptimierungen können auf dem *Optimization Module* basieren.

Im Post-Processing wird *MATLAB* aufgrund der bestehenden *LiveLink* Schnittstelle zu *COMSOL* eingesetzt. Zudem ist *MATLAB* leistungsstark und flexibel in der Ergebnisverarbeitung, sodass alle Prozesssteuerungen, Ergebnisauswertungen und Ergebnisverarbeitungen der Werkzeugkette in *MATLAB*-Funktionen und Skripten abgebildet werden können.

Die Software stellt die Grundlage für die integrierte Werkzeugkette dar, um die physikalischen Probleme (Differentialgleichungen) zu lösen, Abläufe zu automatisieren und zu steuern und den Bewertungsprozess zu standardisieren. Grundsätzlich tritt die Software in dieser Arbeit in den Hintergrund und ist mit vergleichbarer Software im Bewertungsprozess ersetzbar, sofern die grundlegenden Spezifikationen erfüllt werden. So ist die Umsetzung einer integrierten Werkzeugkette mit einem Softwarepaket von *ANSYS* innerhalb einer C++ Programmierungsumgebung zur Automatisierung, Steuerung und Auswertung auf Basis dieser Arbeit denkbar, um eine mögliche Alternative zu nennen. Aus diesen Gründen wird innerhalb dieser Arbeit nicht tiefer auf die verwendete Software, softwarespezifische Funktionen, Skripte und Modelle eingegangen.

2.3 Multiphysikalische Kopplung

Im Bewertungsprozess erfolgen thermische, mechanisch-strukturdynamische und elektromagnetische Bewertungen. Da sich die Bewertungsergebnisse gegenseitig beeinflussen und zum Teil bedingen, ist es notwendig, die auftretenden unterschiedlichen Kopplungseffekte zu erfassen und in ihrer Ergebnisrelevanz zu bewerten. In der folgenden Tabelle werden die Zusammenhänge zwischen diesen Teilgebieten dargestellt und bewertet. Die Bewertung der Relevanz basiert wesentlich auf von der Werkzeugkette losgelösten Vorabuntersuchungen.

Tabelle 2.3: Multiphysikalische Effekte

Effekt	Querverweis	Relevanz
Effekte der Thermik auf die Elektromagnetik		
Temperatur beeinflusst die Maschinenverluste	Kapitel 5.4.1	hoch
Temperatur beeinflusst die Remanenzmagnetisierung	Kapitel 4.1.2	hoch
Temperatur beeinflusst die Entmagnetisierungsfestigkeit	Kapitel 4.1.2	hoch
Effekte der Elektromagnetik auf die Thermik		
Verluste beeinflussen die Temperatur	vgl. [6]	hoch
Effekte der Thermik auf die Mechanik		
Thermische Spannungen und Ausdehnung	Kapitel 6.4.3	hoch
Effekte der Mechanik auf die Thermik		
Lagerreibungsverluste, Luftreibungsverluste	Kapitel 5.4.4	mäßig
Effekte der Elektromagnetik auf die Mechanik		
Elektromagnetische Anregungskräfte wirken auf die Strukturdynamik	vgl. [6]	hoch
Effekte der Mechanik auf die Elektromagnetik		
Geometriedeformation, thermisch bedingt	Kapitel 6.4.3	mäßig
Geometriedeformation aufgrund von Zentrifugallasten	Kapitel 6.4.3	mäßig
Geometriedeformation aufgrund von EM-Kräfte	Kapitel 6.4.3	gering

Als besonders relevant wird die Temperaturverteilung für die elektromagnetische Simulation identifiziert. Der elektromagnetischen Bewertung nachgelagert, müssen die elektromagnetischen Verluste in der thermischen Bewertung und die Anregungskräfte in der strukturdynamischen Bewertung berücksichtigt werden. Eine stark gekoppelte Simulation dieser Zusammenhänge in einem Modell ist dabei nicht sinnvoll, da jede der Teilsimulationen unterschiedliche Anforderungen besitzt, die eine multiphysikalische Gesamtsimulation nicht effizient abbilden kann. Dies betrifft die Anforderungen an Vernetzung innerhalb der FE-Software und insbesondere auch an die zeitliche Auflösung aufgrund der unterschiedlichen Zeitkonstanten. Aufgrund der unterschiedlichen Anforderungen der Teilsimulationen werden

zur Minimierung des Rechenaufwands unterschiedliche Teilmodelle in der FE-Software erstellt, die über die MATLAB-Schnittstelle aufgebaut, gesteuert und ausgewertet werden. In MATLAB werden die Ergebnisse der einzelnen Simulationen innerhalb einer einseitigen Kopplung verknüpft. Damit ergibt sich die Möglichkeit, die Teilmodelle sequentiell zu simulieren und trotzdem einen Bezug zwischen den einzelnen Schritten zu erhalten.

Dabei werden aus elektromagnetischer Sicht, zur Berücksichtigung der elektromagnetischen Verluste in den thermischen Modellen und zur Berechnung der elektromagnetischen Anregungskräfte in den mechanischen Modellen, Schnittstellen implementiert (vgl. Kapitel 4.4).

Weitergehend werden im elektromagnetischen Modell die Temperatur der Wicklung (respektive der Phasenwiderstand) und die Temperatur des Magneten (respektive die Remanenzmagnetisierung) vorgegeben. Eine starke Kopplung zu thermischen Modellen erfolgt nicht. Damit basiert die elektromagnetische Auswertung auf stationären Temperaturvorgaben.

2.4 Elektromagnetischer Prozess

Der elektromagnetische Prozess ist, als ein relevanter Teil der integrierten Werkzeugkette, Schwerpunkt dieser Arbeit. Grundlage des Prozesses ist die standardisierte Datenbasis, die die zugrundeliegenden Materialdatenbanken, Maschinenparameter und Berechnungskonfigurationen enthält. Darauf aufbauend werden automatisiert elektromagnetische 2D-FE-Simulationen aufgebaut. Diese werden je nach zu bewertendem Maschinenbetrieb (Leerlauf, Betriebskennfeld, Bewertung der Betriebssicherheit) konfiguriert. Ergebnisse werden aus der Simulation in der Datenbasis abgelegt und können dann in den einzelnen Teilprozessen weiterverarbeitet werden, vgl. Abbildung 2.3.

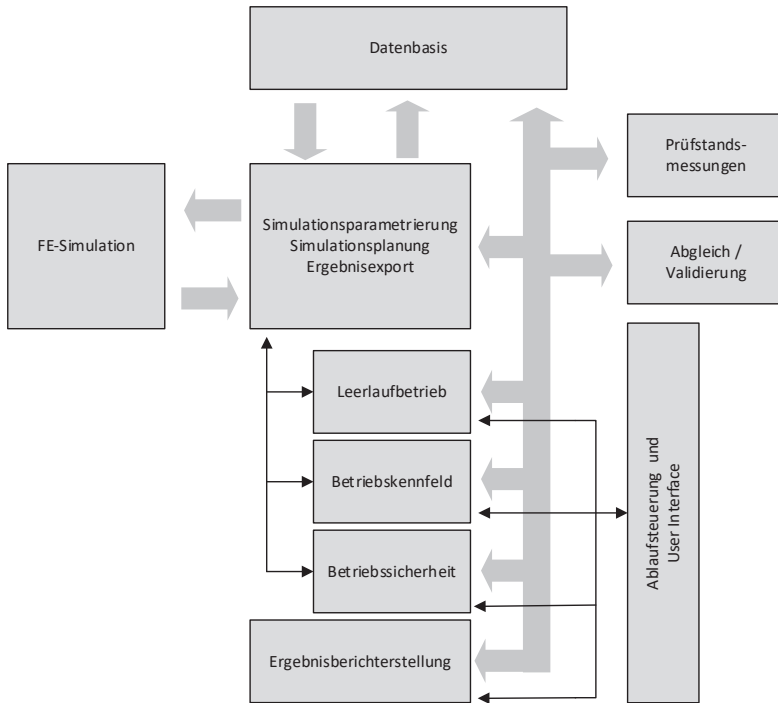


Abbildung 2.3: Elektromagnetischer Bewertungsprozess

Auf die Grundlagen der einzelnen Prozessschritte wird innerhalb der Arbeit detailliert eingegangen. In Kapitel 4 wird der Aufbau und die Konfiguration der FE-Simulation beschrieben, sowie als Übergabeschnittstelle die auszuwertenden Größen dargestellt. In Kapitel 5 wird die Simulationsplanung und Simulationsparametrierung sowie eine übergeordnete Maschinenmodellbildung dargestellt. Die Maschinenbewertung wird in Kapitel 6 detailliert dargestellt, untergliedert in Betriebspunkte im Leerlaufbetrieb, im Betriebskennfeld und im „Sicheren Zustand“ (Bewertung der Betriebssicherheit). Die Verwendung von Prüfstandsmessungen wird in Kapitel 7 beschrieben.

2.5 Mechanischer und thermischer Bewertungsprozess

Im übergreifenden Projekt TOPMAGNET wurden von *Bethke* und *Drüner* mechanische und thermische Bewertungsprozesse entwickelt und innerhalb der Werkzeugkette umgesetzt. [6] Die wesentlichen Zusammenhänge und Ergebnisse werden in diesem Unterkapitel skizziert.

Mechanisch wird die Maschine strukturdynamisch hinsichtlich den Gehäuseauslenkungen an Referenzpunkten sowie hinsichtlich der Rotorfestigkeit bewertet:

Die strukturdynamische Simulation der Maschine erfolgt in einem 3D-Modell, das den Stator und das Gehäuse umfasst. Darin werden die Statorzähne mit den elektromagnetischen Anregungskräften beaufschlagt. Innerhalb einer frequenzabhängigen Simulation ergeben sich die Auslenkungen von den Gehäuseoberflächen in allen Raumrichtungen. Daraus wird in nachgelagerten Bewertungsprozessen das Frequenzspektrum bestimmt, um so Rückschlüsse zur Maschinenakustik zu ziehen.

Die mechanischen Festigkeitsuntersuchungen umfassen die Bewertung der Rotorfestigkeit in 2D-FE-Modellen. Dabei werden für unterschiedliche Maschinentemperaturen die drehzahlabhängigen Zentrifugalkräfte simuliert und die Festigkeit der Eisengeometrie und der Welle-Eisenblech-Verbindung bewertet.

Thermisch erfolgt die Bewertung der auftretenden stationären und dynamischen Temperaturverteilungen in der Maschine. Eingangsgrößen aus der Datenbasis sind die geometrisch verteilten und betriebspunktabhängigen elektromagnetischen Verlustleistungen. Diese werden in eine 3D-FEM-Simulation importiert und mit analytisch berechneten Lager- und Luftspaltverlusten erweitert. Ergebnis der thermischen Bewertung sind die auftretenden Temperaturverteilungen. Darüber hinaus wird innerhalb der Werkzeugkette ein LPTN-Netzwerk abgeleitet, das eine Prognose des thermischen Verhaltens in kürzester Zeit ermöglicht und sich damit beispielsweise für echtzeitfähige Modellierungen eignet.

3 Grundlagen

Die Maschinenbewertung basiert grundlegend auf den Gleichungen der Elektrodynamik, im Wesentlichen den Maxwell-Gleichungen (Kapitel 3.1), der Finite-Elemente-Methode zur Lösung dieser Gleichungen (Kapitel 3.2) sowie dem Grundwellenmodell der permanentenerregten Synchronmaschine (Kapitel 3.3). Im Folgenden werden die relevanten Ansätze dazu detailliert.

3.1 Gleichungen der Elektrodynamik

Die elektromagnetischen Feldberechnungen von elektrischen Maschinen basieren auf den Maxwell-Gleichungen, die als physikalische Grundlage die Beziehungen zwischen elektrischen und magnetischen Feldern, sowie elektrischen Ladungen und dem elektrischen Strom, unter Randbedingungen darstellen. Die Gleichungen können dabei in integraler Form, z.B. für einfache Analysen geometrischer Formen, oder in differentialer Form, z.B. zur Ableitung der für die FEM relevanten Differenzialgleichung, angegeben werden.

Die erste Maxwellsche Gleichung beschreibt dabei die elektrische Flussdichte $\vec{D}$ als Quellenfeld der Ladungsdichte ρ , mit Q als elektrische Ladung. Die Quellenfreiheit der magnetischen Flussdichte $\vec{B}$ wird in der zweiten Maxwellschen Gleichung definiert. Das Induktionsgesetz, als dritte Maxwellsche Gleichung, definiert ein Wirbelfeld der elektrischen Feldstärke $\vec{E}$, das der sich im Zeitverlauf t ändernden magnetischen Flussdichte $\vec{B}$ entgegengesetzt ist. Die vierte Maxwellsche Gleichung definiert ein Wirbelfeld der magnetischen Feldstärke $\vec{H}$, abhängig von der zeitlichen Änderung der elektrischen Flussdichte $\vec{D}$ und der elektrischen Leitungsstromdichte $\vec{J}_e$. Definiert wird $\vec{\nabla} \cdot \vec{x}_s$ als Gradient des Skalarfeldes x_s , $\vec{\nabla} \cdot \vec{x}_v$ als Divergenz des Vektorfeldes $\vec{x}_v$, und $\vec{\nabla} \times \vec{x}_v$ als Rotation. Ω beschreibt eine Fläche, $\vec{r}$ eine Kurve.

1. Maxwellsche Gleichung, Gaußsches Gesetz:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (3.1)$$

$$\oiint \vec{D} \cdot d\vec{\Omega} = Q \quad (3.2)$$

2. Maxwellsche Gleichung, Quellenfreiheit:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.3)$$

$$\oiint \vec{B} \cdot d\vec{\Omega} = 0 \quad (3.4)$$

3. Maxwellsche Gleichung, Induktionsgesetz:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.5)$$

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{r} = - \iint \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{\Omega} \quad (3.6)$$

4. Maxwellsche Gleichung, Durchflutungsgesetz:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j}_e + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (3.7) \quad \oint \vec{H} \cdot d\vec{r} = \iint \vec{j}_e \cdot d\vec{\Omega} + \iint \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot d\vec{\Omega} \quad (3.8)$$

Die Maxwellgleichungen werden zusätzlich erweitert durch die materialspezifischen Gleichungen, die die oft nichtlinearen Zusammenhänge zwischen der magnetischen Feldstärke $\vec{B}$ und der magnetischen Flussdichte $\vec{H}$ sowie zwischen der elektrischen Flussdichte $\vec{D}$ und der elektrischen Feldstärke $\vec{E}$ abbilden. Allgemeingültig ist der Zusammenhang zwischen der magnetischen Polarisation $\vec{j}_p$, der elektrischen Polarisierung $\vec{D}_p$, der magnetischen Feldkonstante μ_0 und der elektrischen Feldkonstante ε_0 :

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} (\vec{B} - \vec{j}_p(\vec{H})) \quad (3.9)$$

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{D}_p(\vec{D}) \quad (3.10)$$

Materialabhängig ist die Linearisierung dieser Gleichungen, mit μ_r als relative Permeabilität sowie ε_r als relative Permittivität, bei ortsunabhängigen Materialverhalten oft ausreichend:

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (3.11)$$

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} \quad (3.12)$$

Der Zusammenhang zwischen der Stromdichte $\vec{j}_e$ in einem mit der Geschwindigkeit $\vec{v}$ bewegtem Leiter und dem elektrischen Feld ergibt sich in Abhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit σ_{el} :

$$\vec{j}_e = \sigma_{el} \vec{E} + \sigma_{el} (\vec{v} \times \vec{B}) \quad (3.13)$$

Da das magnetische Feld quellenfrei ist, lässt es sich zur Vereinfachung der numerischen Berechnung eindeutig als magnetisches Vektorpotential $\vec{A}$ darstellen:

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (3.14)$$

Die Definition des elektrischen Potentials V_e folgt aus dem Faraday'schen Gesetz:

$$\vec{E} = -\vec{\nabla} V_e - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (3.15)$$

Die Gleichungen (3.1) bis (3.15) stellen die grundlegenden Gleichungen der Elektrodynamik dar. Damit diese innerhalb der FE-Methode lösbar werden, müssen sie zu einer Differentialgleichung umgeformt werden. Im Folgenden werden die Differentialgleichungen für magnetostatische Felder hergeleitet. Die elektrostatischen Differentialgleichungen sowie die dynamischen elektromagnetischen Differentialgleichungen, insbesondere auch die von magnetisierten Körpern sind der einschlägigen Literatur zu entnehmen (z.B. [106] oder [59]).

Die Vorgänge in elektrischen Maschinen sind dabei aus magnetischer Sicht als ausreichend langsam zu bezeichnen, sodass sich die 4. Maxwellsche-Gleichung im stationären Fall ergibt:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j}_e \quad (3.16)$$

Unter Berücksichtigung von (3.11) und (3.14) folgt:

$$\vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{A} = \mu_0 \mu_r \vec{j}_e \quad (3.17)$$

Nach Umformung ergibt sich:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{\nabla} \cdot \vec{A} - \vec{\nabla} \cdot \vec{\nabla} \vec{A} = \mu_0 \mu_r \vec{j}_e \quad (3.18)$$

Nach der Coulomb Eichung ergibt sich die Quellenfreiheit des Vektorpotentials:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = 0 \quad (3.19)$$

Es ergibt sich die elektromagnetische Differentialgleichung:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{\nabla} \vec{A} = -\mu_0 \mu_r \vec{j}_e \quad (3.20)$$

Die Gleichung (3.20) stellt die Berechnungsgrundlage zur Bestimmung der magnetischen Felder innerhalb der FEM dar. Neben der Feldberechnung ist aufbauend die Bestimmung des auftretenden Drehmoments von besonderer Relevanz für die Maschinenbewertung. Dazu gibt es unterschiedliche Berechnungsansätze, zum Beispiel über die Auswertung des maxwell-schen Spannungstensors oder nach dem Prinzip der virtuellen Verschiebung (vgl. z.B. [107]). Die Drehmomentberechnung basiert in dieser Arbeit auf der Auswertung des Spannungstensors, da hier auch in stationären Simulationen eine Kraftauswertung möglich ist.

An dieser Stelle wird die Vereinfachung getroffen, dass der Rotor steht und der Luftspalt im Vakuum liegt⁶. Dann ergibt sich der Maxwellsche Spannungstensor T_2 mit $\mathbf{I}$ als Einheitsmatrix:

$$T_2 = \varepsilon_0 \vec{E} \vec{E}^T + \frac{1}{\mu_0} \vec{B} \vec{B}^T - \left(\frac{\varepsilon_0}{2} \vec{E} \cdot \vec{E} + \frac{1}{2\mu_0} \vec{B} \cdot \vec{B} \right) \mathbf{I} \quad (3.21)$$

Das innere Drehmoment M_i der Maschine basiert auf der Integration des Maxwellschen Spannungstensors T_2 über die Rotoroberfläche Ω_R mit $\hat{n}$ als Normale der Rotoroberfläche, d_{Ra} als Außendurchmesser des Rotors:

$$M_i = \frac{d_{Ra}}{2} \oint_{\Omega_R} \hat{n} T_2 d\Omega \quad (3.22)$$

Weitere Details zur Implementierung in der FE-Software, sowie die Erweiterung des Spannungstensors auf bewegte Körper, die nicht von Vakuum umgeben sind, sind der einschlägigen Literatur zu entnehmen (vgl. [108]).

⁶ Diese Vereinfachungen sind in den in der FE-Software hinterlegten Gleichungen nicht getroffen.

3.2 Finite-Elemente-Methode

Die Finite-Elemente-Methode ist ein numerisches Verfahren zur Lösung eines Randwertproblems auf Berechnungsgebieten beliebiger Form. Die größte Verbreitung hat die Methode in der Festigkeits- und Verformungsuntersuchung von Festkörpern. Erste Anwendung fand es in den 1920er Jahren bei der Festigkeits-Gewichtsoptimierung von Flugzeugbauteilen. Es findet seitdem Einzug in weitere Gebiete. Elektromagnetische, chemische, thermische oder Strömungseffekte können zunehmend genau und mit steigendem Umfang berechnet werden. Zur Berechnung wird das Gebiet in viele Teilkörper (Elemente) zerlegt, in denen das physikalische Verhalten aufgrund der regelmäßigen Geometrie dieser gut berechnet werden kann. Die Genauigkeit der allgemeinen Lösung als Lösung über viele Teilkörper ist wesentlich abhängig von der Anzahl der Teilkörper. Damit einher geht ein hoher notwendiger Rechenaufwand, der bis heute eine relevante Einschränkung in der Leistungsfähigkeit der Methode darstellt.

In diesem Kapitel wird die grundlegende Theorie der FEM dargestellt. Die FEM dient der numerischen Näherungslösung der in Kapitel 3.1 dargestellten elektromagnetischen Differentialgleichungen, maßgeblich der Lösung des magnetischen Vektorpotentials (vgl. Formel (3.20)), um nachgelagert magnetische Flussdichten berechnen zu können. Da die Theorie der FEM umfassend ist, wird sich im Folgenden auf die relevanten Grundlagen beschränkt. Die Herleitung der Methode erfolgt auf Basis des lokalen Galerkin Verfahrens und entspricht der Methode von Ritz (Variationsverfahren durch Minimierung der Lagrange Energie). Weitergehende Informationen zur FEM zur Berechnung elektromagnetischer Felder finden sich zum Beispiel in [59], [106], [109] oder [110].

Im ersten Schritt der FE-Methode wird das Grundgebiet Ω_G mit dem Rand des Gebiets Γ definiert, indem die Differentialgleichung $T_{\text{dgl}}(f_{\text{dgle}}) = 0$ mit f_{dgle} als exakter Lösung der Differentialgleichung gilt. An den Rändern gelten Randbedingungen: Relevante Randbedingungen sind die Dirichlet-Randbedingung, die die Einhaltung der Funktionswerte k_{rd} am Rand fordert,

$$f_{\text{dgle}} = k_{\text{rd}} \text{ auf } \Gamma \quad (3.23)$$

und die Neumannsche Randbedingung, die k_{rnm} als Funktionswert der Ableitung am Rand fordert mit $\hat{n}$ als Gebietsnormale auf dem Rand von Ω_G :

$$\frac{\partial f_{\text{dgle}}}{\partial \hat{n}} = k_{\text{rnm}} \text{ auf } \Gamma \quad (3.24)$$

Weitere Randbedingungen ergeben sich zum Beispiel an symmetrischen oder asymmetrischen Rändern.

Im Gebiet Ω_G wird davon ausgegangen, dass das Randwertproblem lösbar ist. Dabei wird in der FEM die Differentialgleichung näherungsweise mit der Funktion f_{dgln} erfüllt. Grundlage

ist die Strategie der gewichteten Residuen. Dabei ist die DGL im Mittel über das Gebiet Ω_G erfüllt. Mit R_R als Residuum und w_w als Wichtungsfunktion gilt:

$$\int_{\Omega_G} R_R w_w \, d\Omega = \int_{\Omega_G} T_{dgl}(f_{dgln}) w_w \, d\Omega = 0 \quad (3.25)$$

Um zweite Ableitungen zu vermeiden, wird diese Gleichung in eine schwache Form der Differentialgleichung umgestellt.

Die Näherungslösung der Differentialgleichung f_{dgln} wird durch n Linearkombinationen von Formfunktionen w_f und den noch unbekannten Potentialwerten Φ gebildet. Im zweidimensionalen Raum (x, y) gilt:

$$f_{dgln}(x, y) = \sum_{k=1}^n w_{fk} \Phi_k(x, y) \quad (3.26)$$

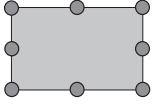
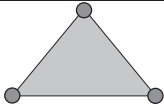
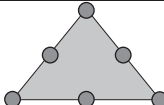
Dabei wird die Formfunktion nur in elementweise begrenzten Teilgebieten von Ω definiert und ergibt sich darüber hinaus zu Null, sodass auch komplexe Zusammenhänge mit einfachen Formfunktionen darstellbar sind. Üblich sind Polynomfunktionen als Formfunktionen.

Die Wichtungsfunktionen w_w werden im lokalen Galerkin-Verfahren als Formfunktionen selbst verwendet. Dies führt meist zu höherer Genauigkeit und besserer Konvergenz als alternative Ansätze von Wichtungsfunktionen. Zudem lässt sich zeigen, dass dies die Feldenergie minimiert (vgl. [106]).

$$w_w(x, y) = w_f(x, y) \quad (3.27)$$

Als Elementtypen sind im zweidimensionalen Raum Dreiecks- und Viereckselemente etabliert, die in der folgenden Tabelle mit den zugehörigen Formfunktionen dargestellt sind:

Tabelle 3.1: 2D-Elementtypen der FEM

Element	Geometrie	Formfunktion	
4-knotiges Viereckselement		$w_f(x, y) = k_1 + k_2x + k_3y + k_4xy$	(3.28)
8-knotiges Viereckselement	 krummflächig möglich.	$w_f(x, y) = k_1 + k_2x + k_3y + k_4xy + k_5x^2 + k_6y^2 + k_7x^2y + k_8xy^2$	(3.29)
3-knotiges Dreieckselement		$w_f(x, y) = k_1 + k_2x + k_3y$	(3.30)
6-knotiges Dreieckselement	 krummflächig möglich.	$w_f(x, y) = k_1 + k_2x + k_3y + k_4xy + k_5x^2 + k_6y^2$	(3.31)

Mit der Auswahl der Formfunktionen w_f und der Wahl von Elementtypen⁷ entsteht auf Basis der Methode der gewichteten Residuen und des lokalen Galerkin-Verfahrens ein lineares Gleichungssystem.

Beispielhaft ergibt sich für die stationäre elektromagnetische Differentialgleichung (vgl. (3.20)) mit den Gleichungen (3.23)bis (3.27):

$$\sum_{l=1}^{n_1} \sum_{k=1}^{n_2} \left[\int_{\Omega^l} \vec{\nabla} w_{fk} \vec{\nabla} w_{fl} d\Omega \right] \Phi_k + \sum_{l=1}^{n_1} \int_{\Omega^l} w_{fl} \mu_0 \mu_r \vec{j}_e d\Omega = 0 \quad (3.32)$$

Aus dieser Gleichung (3.32) ergibt sich mit $K_{l,k}$ als Elementintegral über dem Produkt von $\vec{\nabla} w_{fk} \vec{\nabla} w_{fl}$ die Hauptsteifigkeitsmatrix $\mathbf{K}$. Die Knotenpotentiale Φ_k stellen den Spaltenvektor $\mathbf{U}$ dar und das Elementintegral über $w_{fl} \mu_0 \mu_r \vec{j}_e$ den Lastvektor $\mathbf{F}$. Damit ergibt sich das für die FEM typische Gleichungssystem:

$$\mathbf{K} \mathbf{U} + \mathbf{F} = \mathbf{0} \quad (3.33)$$

Dabei handelt es sich in $\mathbf{K}$ um eine überwiegend in der Diagonale besetzte, symmetrische, positive Matrix. Die Bestimmung der Inversen von $\mathbf{K}$ ist in der FE-Methode berechnungsaufwendig und bereits seit längerem Forschungsbestandteil, sodass hierfür unterschiedlichste

⁷ Informationen zur Elementtransformation z.B. in [58].

Verfahren vorhanden und in Software implementiert sind. Dazu zählen das Gauß-Seidel-Verfahren oder Gradientenverfahren (vgl. [106]). Mit Berechnung der Inversen $\mathbf{K}^{-1}$ ergeben sich die Freiheitsgrade und damit die Lösung des Potentials in $\mathbf{U}$ mit $\mathbf{I}$ als Einheitsmatrix:

$$\mathbf{I} \mathbf{U} = -\mathbf{K}^{-1} \mathbf{F} \quad (3.34)$$

Für die beispielhafte Gleichung (3.32) ist $\mathbf{U}$ das magnetische Vektorpotential an den Knotenpunkten. Nachgelagert kann auf Basis von (3.14) die magnetische Flussdichte und mit (3.11) die magnetische Feldstärke berechnet werden, sodass die magnetische Feldberechnung auf Basis der FEM abgeschlossen ist.

3.3 Grundwellenmodell der permanenterregten Synchronmaschine

Zum Aufbau der Maschinenmodelle müssen zunächst die zugrundeliegenden Koordinatensysteme definiert werden. Die permanenterregte Synchronmaschine wird im Dreiphasensystem betrieben. Die Phasen U,V,W besitzen die gleiche Frequenz und sind zueinander im festen Winkel von 120° versetzt. Die Beschreibung der Maschine erfolgt jedoch nicht nur im uvw-System, sondern auch im rotorfesten dq0-System, das mit der elektrischen Frequenz rotiert. φ_{el} entspricht der Drehung des dq0-Systems gegenüber der Referenz, $u_{u,v,w}$ entspricht den Strangspannungen, $i_{u,v,w}$ den Strangströmen.

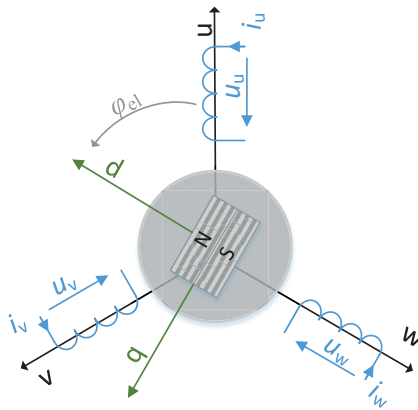


Abbildung 3.1: dq- und uvw-Koordinatensysteme für ein Polpaar

Das uvw-System und das dq0-System sind über eine Transformationsvorschrift ineinander transformierbar. Im Folgenden dargestellt ist die amplitudeninvariante Transformation für die Phasenströme $i_{d,q,0}$, die äquivalent auch für die Phasenspannungen $u_{d,q,0}$ bzw. Flussverkettungen $\psi_{d,q,0}$ gültig ist.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{el}) & \cos(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi) \\ -\sin(\varphi_{el}) & -\sin(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{el}) & -\sin(\varphi_{el}) & 1 \\ \cos(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \cos(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi) & -\sin(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Für eine leistungsinvariante Transformation gilt der Vorfaktor von $\sqrt{\frac{2}{3}}$ anstelle von $\frac{2}{3}$.

Der Phasenwinkel φ_{el} steht im Zusammenhang mit der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω_{el} und den mechanischen Größen der Polpaarzahl p_p , der Rotorposition φ_t und der mechanischen Winkelgeschwindigkeit des Rotors ω_R :

$$\varphi_{el} = \omega_{el}t = p_p \varphi_t = p_p \omega_R t \quad (3.37)$$

Das rotorfeste System hat dabei den Vorteil, dass sich Sinusgrundwellen im uvw-System als zeitliche Konstante im dq0-System ergeben. Die Transformation gilt allgemein, ohne dass vorab Einschränkungen oder Näherungen getroffen werden müssen. Unsymmetrische Größen in uvw resultieren in einer 0-Komponente im dq0-System, von der Grundwelle abweichende Frequenzen ergeben sich im dq0-System als zeitlich variante Größen. In dieser Arbeit wird ein ideal sinusförmiger Strangstrom angenommen. Diese Annahme ist hier zulässig, da das Modell aus einer FE-Simulation parametrisiert wird, in der die Ströme ideal sinusförmig sind.

$$\frac{di_d}{dt} = 0, \quad \frac{di_q}{dt} = 0 \quad (3.38)$$

In der FEM wird die Flussverkettung ψ_u , ψ_v und ψ_w als Integral der magnetischen Flussdichte, in dem von den einzelnen Leitern k der entsprechenden Wicklung aufgespannten Gebiet Ω_{wd} , ausgewertet:

$$\psi_{u,v,w} = \sum_k \iint_{\Omega_{wd}} \vec{B} \, d\Omega \quad (3.39)$$

Damit ergibt sich die in den Phasen induzierte Spannung u_{ind} , die gemäß Induktionsgesetz entgegengesetzt der Änderung der mit der Wicklung verketteten Flussverkettung ψ definiert ist:

$$u_{\text{ind}} = - \frac{d}{dt} \psi \quad (3.40)$$

Zur Berechnung der Strangspannung muss zusätzlich der Spannungsabfall über dem Phasenwiderstand R_s sowie der Streuinduktivität L_s der Wicklung berücksichtigt werden. Die Streuinduktivität beschreibt die nicht drehmomentwirksamen Streufelder der Maschine, die als wesentlichen Bestandteil die Wickelkopfinduktivität beinhaltet.

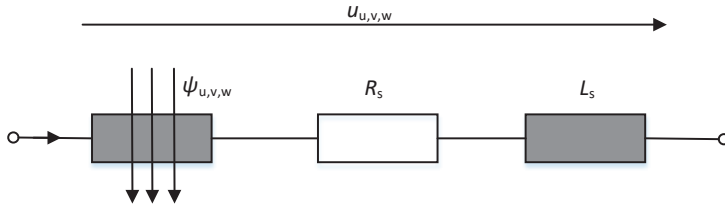


Abbildung 3.2: Strangspannung

Damit ergibt sich allgemein die Strangspannung im uvw-Koordinatensystem:

$$u_{u,v,w} = R_s i_{u,v,w} + \frac{d\psi_{u,v,w}}{dt} + L_s \frac{di_{u,v,w}}{dt} \quad (3.41)$$

Im dq-System gilt äquivalent nach Transformation und Vernachlässigung der Oberschwingungsanteile bei konstanter Maschinendrehzahl (die Herleitung befindet sich in den Anlagen in Kapitel 9.1):

$$u_d = R_s i_d - \omega_{el} \psi_q - \omega_{el} L_s i_q \quad (3.42)$$

$$u_q = R_s i_q + \omega_{el} \psi_d + \omega_{el} L_s i_d \quad (3.43)$$

Das innere Drehmoment M_i ergibt sich aus der Leistungsbilanz von der inneren elektrischen Leistung $P_{el i}$ mit der inneren mechanischen Leistung $P_{mech i}$:

$$P_{el i} = u_{\text{ind } u}(t) i_u(t) + u_{\text{ind } v}(t) i_v(t) + u_{\text{ind } w}(t) i_w(t) \quad (3.44)$$

$$P_{mech i} = \omega_R M_i \quad (3.45)$$

Die leistungsinvariante Transformation der elektrischen Ströme und Spannungen bildet diese im dq-System ab. Unter Vernachlässigung aller Oberschwingungsanteile gilt für die innere elektrische Leistung im zeitlichen Mittel über eine elektrische Periode der Periodendauer T_p :

$$P_{el i} = \frac{3}{T_p} \int_{t_0}^{t_0+T_p} u_{\text{ind } u}(t) i_u(t) dt = \frac{3}{2} (u_{\text{ind } q} i_q + u_{\text{ind } d} i_d) \quad (3.46)$$

Die induzierten Spannungen $u_{\text{ind d}}$ und $u_{\text{ind q}}$ lassen sich drehzahlabhängig mit den Flussverkettungen darstellen:

$$P_{\text{el i}} = \frac{3}{2} \omega_{\text{el}} (\psi_{\text{d}} i_{\text{q}} - \psi_{\text{q}} i_{\text{d}}) \quad (3.47)$$

Damit ergibt sich im Grundwellenmodell das mittlere innere Drehmoment:

$$M_{\text{i}} = \frac{3}{2} p_{\text{p}} (\psi_{\text{d}} i_{\text{q}} - \psi_{\text{q}} i_{\text{d}}) \quad (3.48)$$

Häufig werden Maschinen jedoch nicht über die Flussverkettung beschrieben, sondern über ihre Induktivitäten L_{d} und L_{q} . Diese sind insbesondere für hochausgenutzte Antriebe wesentlich sättigungsabhängig. Allgemein gilt:

$$L_{\text{d}}(i_{\text{d}}, i_{\text{q}}) = \frac{\psi_{\text{d}}(i_{\text{d}}, i_{\text{q}}) - \psi_{\text{p}}}{i_{\text{d}}} + L_{\text{s}} \quad (3.49)$$

$$L_{\text{q}}(i_{\text{d}}, i_{\text{q}}) = \frac{\psi_{\text{q}}(i_{\text{d}}, i_{\text{q}})}{i_{\text{q}}} + L_{\text{s}} \quad (3.50)$$

ψ_{p} stellt die von den Permanentmagneten verursachte Flussverkettung dar und ist definiert als:

$$\psi_{\text{p}} = \psi_{\text{d}}(i_{\text{d}} = 0, i_{\text{q}} = 0) \quad (3.51)$$

Damit ergibt sich in Abhängigkeit der Maschineninduktivitäten:

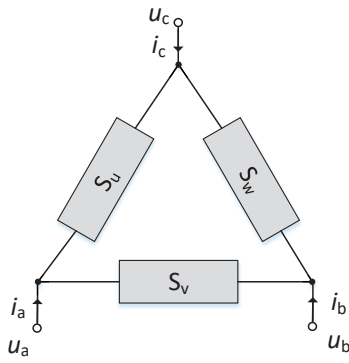
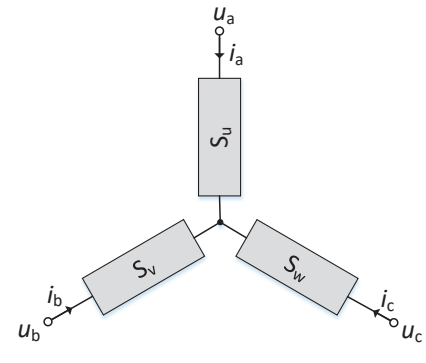
$$u_{\text{d}} = R_{\text{s}} i_{\text{d}} - \omega_{\text{el}} L_{\text{q}} i_{\text{q}} \quad (3.52)$$

$$u_{\text{q}} = R_{\text{s}} i_{\text{q}} + \omega_{\text{el}} \psi_{\text{p}} + \omega_{\text{el}} L_{\text{d}} i_{\text{d}} \quad (3.53)$$

$$M_{\text{i}} = \frac{3}{2} p_{\text{p}} (\psi_{\text{p}} i_{\text{q}} + (L_{\text{d}} - L_{\text{q}}) i_{\text{d}} i_{\text{q}}) \quad (3.54)$$

Für die weitergehende Maschinenauslegung relevant sind nicht nur die Größen im Strang, im Folgenden gekennzeichnet durch den Buchstaben S, sondern auch die Außenleiterspannungen und -ströme. Diese sind abhängig von der Verschaltung der Maschine und unterscheiden sich zwischen der Stern- und der Dreiecksschaltung:

Tabelle 3.2: Verschaltung der Maschine in Stern oder Dreieck

Dreiecksschaltung	Sternschaltung
	
$u_{ab,bc,ca} = u_{v,w,u} \quad (3.55)$	$u_{ab,bc,ca} = \begin{pmatrix} u_u - u_v \\ u_v - u_w \\ u_w - u_u \end{pmatrix} \quad (3.56)$
$i_{a,b,c} = \begin{pmatrix} i_u - i_v \\ i_v - i_w \\ i_w - i_u \end{pmatrix} \quad (3.57)$	$i_{a,b,c} = i_{u,v,w} \quad (3.58)$
Bezogen auf die Grundwellenamplitude gilt:	
$i_{a,b,c} = \sqrt{3} i_{u,v,w} \quad (3.59)$	$u_{a,b,c} = \sqrt{3} u_{u,v,w} \quad (3.60)$

3.4 Normierung

In dieser Arbeit werden Ergebnisse normiert dargestellt. Damit sind die Bewertungsergebnisse unabhängiger von den untersuchten Maschinen und die direkte Vergleichbarkeit zwischen Ergebnissen wird vereinfacht. Grundlage der Normierung bilden die Nenndaten der untersuchten Maschinen, im speziellen für Ströme der Nennstrom i_N , für Drehmomente das Nennmoment M_N , für Spannungen die Nennspannung u_N und für Flussverkettungen die bei Nennmoment der Maschine auftretenden Flussverkettungen $\psi_{d,q N}$. Es ergibt sich allgemein die normierte Größe x_{norm} mit x_e als nicht normiertes Bewertungsergebnis und x_N als Nenngröße:

$$x_{\text{norm}} = \frac{x_e}{x_N} \quad (3.61)$$

Die normierte Abweichung $f_D(x)$ zwischen einem Bewertungsergebnis und einer Referenzsimulation oder Messung x_{ref} , deren Abweichung zum wahren Wert der Messgröße als vernachlässigbar definiert wird, wird berechnet:

$$f_D(x) = \frac{x_e - x_{\text{ref}}}{x_N} \quad (3.62)$$

Bei der Betrachtung von mehreren Bewertungsergebnissen der Anzahl n , zum Beispiel in unterschiedlichen Betriebspunkten der Maschine, wird die mittlere Abweichung definiert als:

$$f_{\text{avgD}}(x) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left| \frac{x_e - x_{\text{ref}}}{x_N} \right| \quad (3.63)$$

Die mittlere quadratische Abweichung $f_{\text{rmsD}}(x)$ wird bestimmt als:

$$f_{\text{rmsD}}(x) = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left(\frac{x_e - x_{\text{ref}}}{x_N} \right)^2} \quad (3.64)$$

Die maximale Abweichung $f_{\text{maxD}}(x)$ wird definiert als betragsgrößte normierte Abweichung:

$$f_{\text{maxD}}(x) = \max \left(\left| \frac{x_e - x_{\text{ref}}}{x_N} \right| \right) \quad (3.65)$$

4 Elektromagnetisches Simulationsmodell

Grundlage der elektromagnetischen Bewertung ist ein Simulationsmodell, mit dem die im Betrieb auftretenden elektromagnetischen Felder berechnet werden. Aus den Feldern leiten sich direkt die elektromagnetischen Eigenschaften der Maschine ab, wie die Maschineninduktivitäten, das Drehmoment oder die elektromagnetischen Verluste.

Dieses Kapitel detailliert den Aufbau des Simulationsmodells in dem ein Teilsegment der elektrischen Maschine (ein Maschinenpol) modelliert wird. Die Simulationsergebnisse werden entsprechend auf eine ganze Maschine hochskaliert. Durch die Modellierung von nur einem Maschinenpol wird die Berechnungszeit reduziert, an den Polrändern gelten asymmetrische Randbedingungen.

Die Modellierungen und Definitionen, insbesondere bezüglich der Materialvorgaben, der Vernetzung und weiterer Softwareeinstellungen werden im Folgenden dargestellt. Es wird gezeigt, welche Größen für die weiteren Maschinenbewertungen ausgewertet und exportiert werden. Zuletzt werden alle getroffenen Näherungen und Vereinfachungen im FEM-Modell dargestellt und bewertet.

4.1 Physikalische Definitionen

Für die Lösung der Feldgleichungen sind die physikalischen Modellannahmen der in der Maschine verbauten Materialien von hoher Relevanz. Für das Magnetmaterial, Luft und Kupfer wird eine konstante magnetische Permeabilität angenommen. Das magnetische Verhalten des Elektrolechs wird über eine Kennlinie modelliert. Einen Überblick über die physikalische Implementierung des Materialverhaltens gibt die folgende Tabelle.

Tabelle 4.1: Materialdatenübersicht (vgl. [111], [112], [113])

Material	Implementierung	μ_r
Luft	$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H}$	1 +3.7e-7
Kupfer	$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H}$	1 -4e-7
Elektrolech (vgl. 4.1.1)	$\vec{B} = B(H) \frac{\vec{H}}{ \vec{H} }$	$\approx 2 \dots 7000$
Magnetmaterial (vgl. 4.1.2)	$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} + \vec{B}_r$	1,1

Die in der Simulation hinterlegten charakteristischen magnetischen Eigenschaften des verbauten Elektrolechs und des Magnetmaterials werden in den folgenden zwei Unterkapiteln näher spezifiziert. In Kapitel 4.1.3 wird die Definition der Phasenströme der Maschine dargestellt.

4.1.1 Elektroblech

Die Materialcharakteristik des verbauten Elektroblechs hat hohe Relevanz für die Ergebnisse der Magnetfeldsimulation. In der FEM wird eine isotrope $B(H)$ -Kennlinie modelliert, die auf einer Wertetabelle basiert. Zwischenwerte werden linear interpoliert, für hohe Feldstärken wird das Verhalten linear extrapoliert.

$$\vec{B} = B(H) \frac{\vec{H}}{|H|} \quad (4.1)$$

Die Beschreibung von $B(H)$ basiert im Wesentlichen auf frequenzabhängigen Messungen, die selbst oder vom Materialhersteller durchgeführt werden. Die Materialhysterese wird durch Mittelwertbildung unterdrückt (vgl. [114]). Häufig ist diese Wertetabelle auch als magnetische Polarisation $J_p(H)$ gegeben, die sich in $B(H)$ umrechnen lässt.

$$B(H) = J_p(H) + \mu_0 H \quad (4.2)$$

Für das Elektroblech des Stators wird die Wertetabelle verwendet, die das Verhalten bei halber elektrischer Frequenz des Phasenstroms bei Maximaldrehzahl der Maschine darstellt. Im Rotor stellt sich in Näherung ein Gleichfeld ein, hier wird die Wertetabelle für DC-Felder verwendet. Die Annahme von $B(H)$ bei konstanter Frequenz stellt dabei eine Näherung dar. Im Statorfeld stellt sich ein Wechselfeld mit der elektrischen Frequenz ein, im Rotor und Stator treten zusätzlich Oberschwingungen der magnetischen Flussdichte auf. Die frequenzspezifischen Abweichungen in $B(H)$ sind aber insgesamt gering und der dadurch entstehende Fehler ist zu vernachlässigen (vgl. folgende Tabelle 4.2).

Dieses Vorgehen weist dabei zwei relevante Schwachstellen auf. Die etablierte Messtechnik ist nicht dazu in der Lage auch höchste Feldstärken einzuprägen, sodass hohe magnetische Flussdichten in den Datenblättern der Hersteller fehlen. Im auftretenden Maschinenbetrieb ist dieser Bereich jedoch von hoher Relevanz. Insbesondere sind hohe Flussdichten in dünnen Materialstegen anzutreffen, deren Betrag das gesamte Betriebsverhalten der Maschine beeinflusst. Eine lineare Extrapolation der Werte ist fehlerhaft, wenn die magnetische Polarisation die Sättigungspolarisation $J_{p \text{ sat}}$ übersteigen kann. Für jede Feldstärke muss gelten:

$$J_p(H) < J_{p \text{ sat}} \quad (4.3)$$

Die Lösung der Maschinendifferentialgleichungen stellt weitere Anforderungen an $B(H)$. Zur eindeutigen Lösung wird Stetigkeit und Monotonie gefordert. Darüber hinaus ermöglicht Stetigkeit und Monotonie der ersten Ableitung eine schnellere Konvergenz und damit höhere Lösungsgeschwindigkeiten in der FEM. Diese Anforderungen werden von realen Materialien nicht zwangsläufig erfüllt.

Innerhalb der spezifischen Anforderungen, einer teilautomatisierten und effizienten elektromagnetischen Maschinenbewertung, ist es entsprechend notwendig, der Schnittstelle der

Materialimplementierung des Elektroblechs eine besondere Beachtung zu geben und in die Werkzeugkette eine automatisierte Datenanpassung von $B(H)$ Wertetabellen zu integrieren, die die identifizierten Schwachstellen behebt. Diese Datenanpassung beinhaltet insbesondere eine Datenextrapolation sowie das Filtern der Daten, um die Konvergenz der Lösung in der FEM zu verbessern.

Um den Extrapolationsbereich zu reduzieren, wird zuerst die Wertetabelle $B(H)$ des Stators mit den $B(H)$ Werten für DC-Felder erweitert, die oft bei höheren Feldstärken vorgegeben und gemessen werden können. Dies ist aus physikalischer Sicht zulässig, da die Sättigungskennlinie des Elektroblechs keine Frequenzabhängigkeit besitzt und im Wesentlichen nur von der chemischen Zusammensetzung des Materials abhängt [115], [116].

Die erweiterten Daten werden anschließend über die Datenbasis hinaus extrapoliert, das umgesetzte Verfahren ist an [117] angelehnt. Im tief gesättigten Extrapolationsbereich wird mit $J_{p \text{ sat}}$ als Sättigungspolarisation (materialabhängig und üblicherweise dem Materialhersteller bekannt) der funktionale Zusammenhang

$$B(H) = J_{p \text{ sat}}(1 - k_1 e^{-k_2 H}) + \mu_0 H \quad (4.4)$$

angenommen. Die Koeffizienten k_1 und k_2 werden in einem Optimierungsprozess so ausgewählt, dass die letzten Wertepaare der Datenbasis $B(H)$ sowie deren Gradient $\frac{dB(H)}{dH}$ in möglichst guter Übereinstimmung mit der Extrapolationsfunktion und deren Ableitung sind. Sollte die Sättigungspolarisation unbekannt sein, kann dieser Wert geschätzt werden. Zwischen den letzten Wertepaaren der Datengrundlage und der Extrapolationsfunktion wird schrittweise überblendet. Damit ergibt sich das gewünschte Materialverhalten im Extrapolationsbereich mit einer begrenzten Sättigungspolarisation des Materials.

Abhängig von der Qualität des Datensatzes kann dieser Diskrepanzen, verursacht zum Beispiel durch ein Messrauschen, beinhalten. Das Filtern der Daten beseitigt diese, verbessert die Konvergenz der Simulation und verringert damit die Rechenzeit. Zum Filtern werden kubische Ausgleichsplines implementiert. In diesen kann optional Monotonie in der ersten Ableitung erzwungen werden. Zwischenwerte des bestehenden Datensatzes werden innerhalb der Spline-Interpolation bestimmt, um in den Bereichen hoher Krümmung von $B(H)$ eine bessere Auflösung der Wertetabelle zu erreichen. Die Relevanz der Kennlinienmanipulationen durch das Filtern auf die magnetischen Felder ist für den Traktionsantrieb zu vernachlässigen. Wesentlich relevant für die magnetischen Felder ist der Sättigungsbereich der Kennlinie, also insbesondere auch eine physikalisch plausible Datenextrapolation.

Im Folgenden ist beispielhaft basierend auf den Materialdaten (zugänglich unter [114]) vom Elektroblech 330-35A gezeigt, wie sich die automatisierte Datenanpassung im Ergebnis und der Rechenzeit auswirkt. Ausgangslage ist die vom Materialhersteller vorgegebene $J_p(H)$ Kennlinie bei 600 Hz (dargestellt in der folgenden Abbildung in rot). Nach Erweiterung um

die Herstellerdaten bei hohen Feldstärken und 50 Hz, sowie angepasster Extrapolation und Filterung mit der Forderung der Monotonie der ersten Ableitung ergibt sich die blaue Kennlinie.

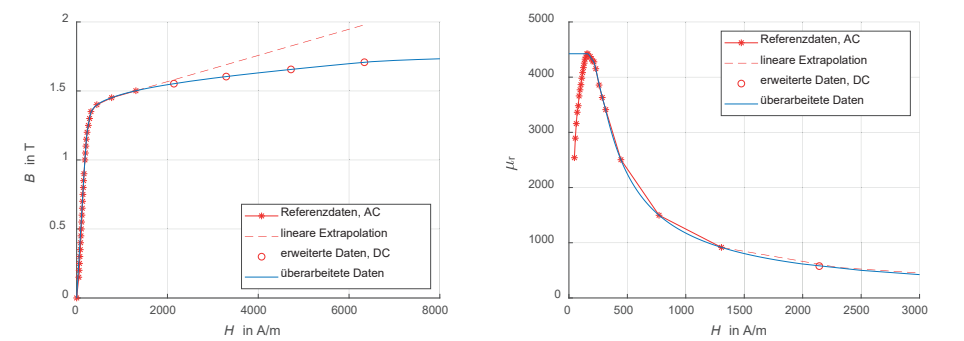


Abbildung 4.1: Anpassung des Kennlinienverlaufs $B(H)$ für die FEM

In der Simulation zeigt sich, wie sich die Datenanpassung auf die magnetische Flussdichte auswirkt.

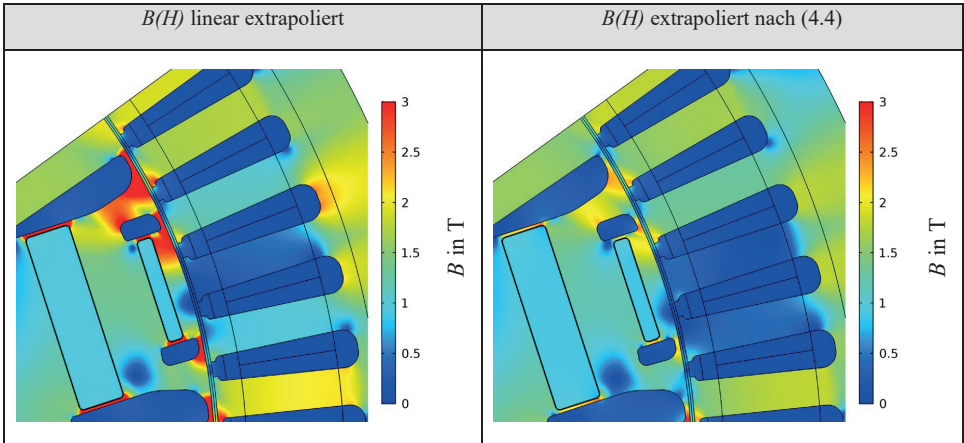


Abbildung 4.2: Simulationsergebnisse mit angepassten $B(H)$ -Kennlinien

Durch die Anpassung der Extrapolation von einer linearen Funktion $B(H)$ auf eine begrenzte Wachstumsfunktion in $J_p(H)$ verändern sich die magnetischen Flussdichten erheblich. Erst mit der Berücksichtigung der Sättigungspolarisation des verwendeten Materials ergeben sich hier plausible Ergebnisse durch die begrenzten magnetische Flussdichten in den schmalen Stegen.

In der folgenden Tabelle sind die Auswirkungen der Kennlinienanpassung auf die Simulationsergebnisse für den motorischen Eckpunkt dargestellt. Die ungefilterten, nach Gleichung (4.4) extrapolierten Daten werden als Referenz verwendet, die normierten Abweichungen

dazu in Abhängigkeit zur Datenextrapolation, Datenfilterung und der Frequenzabhängigkeit der $B(H)$ Kurve dargestellt.

Tabelle 4.2: Auswirkungen der Kennlinienanpassung

Extrapolation	linear	nach (4.4)	nach (4.4)	nach (4.4)
Filter	ungefiltert	ungefiltert	gefiltert	gefiltert
elektrische Frequenz	600 Hz	600 Hz	600 Hz	50 Hz
$f_D(\psi_d)$	- 61,7 %	0 (Referenz)	< 0,1 %	+ 0,1 %
$f_D(\psi_q)$	+14,2 %	0 (Referenz)	< 0,1 %	< 0,1 %

Die Anwendung einer passenden Datenextrapolation ist zwingend notwendig, da sonst die Kurzschlussstege im Rotor nicht ausreichend sättigen und sich deutliche Abweichungen in dem Simulationsergebnis, hier ausgeprägt in den Abweichungen der Flussverkettung $f_D(\psi_{d,q})$, einstellen. Die Filterung und damit Umsetzung einer Monotonie der Ableitung von $B(H)$ hat kaum Auswirkungen auf die magnetischen Felder der Maschine, die Variation in der Flussverkettung mit oder ohne Filterung ist zu vernachlässigen. Die Rechenzeit der Simulation kann jedoch um 3 % reduziert werden, sodass eine entsprechende Aufbereitung der Daten vorteilhaft ist. Die Auswirkungen der Frequenzabhängigkeit sind gering, sodass diese in den Simulationsmodellen vernachlässigt werden darf.

4.1.2 Magnetmaterial

Als Magnetmaterial für Traktionsantriebe haben sich gesinterte Neodym-Eisen-Bor (NdFeB) Magnete etabliert, die mit weiteren schweren Erden, wie Dysprosium, legiert werden. Basierend auf den Preisentwicklungen rücken immer wieder auch weniger performante, aber deutlich kostengünstige Ferrite in das Augenmerk der Antriebshersteller. Grundlage der Modellierung der magnetischen Eigenschaften der Permanentmagnete in der FEM ist die magnetische Remanenz $\vec{B}_r$.

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} + \vec{B}_r \quad (4.5)$$

Die Magnetisierung erfolgt in Vorzugsrichtung, üblicherweise im Rotor radial nach außen bzw. senkrecht zur langen Magnetkante ausgerichtet.

Entsprechend der Einbaulage in der Maschinentopologie mit φ_{mag} als Rotationswinkel der Magnete im Rotor und B_r als Betrag der Remanenz gilt:

$$\vec{B}_r = B_r \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{\text{mag}}) \\ \sin(\varphi_{\text{mag}}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Die Remanenz ist temperaturabhängig. Mit $\alpha_{th\ B}$ als Temperaturkoeffizient und ϑ_{ref} als Referenztemperatur der Polarisation $B_r(\vartheta_{ref})$ gilt der linearisierte Zusammenhang:

$$B_r(\vartheta) = B_r(\vartheta_{ref})(1 + \alpha_{th\ B} \cdot (\vartheta - \vartheta_{ref})) \quad (4.7)$$

Die Magnete werden mit temperaturabhängiger Remanenz innerhalb der Werkzeugkette modelliert. Damit ist das Magnetverhalten im motorischen und generatorischen Betriebsbereich der Maschine beschrieben. Außerhalb von diesem regulären Betriebsbereich, wie beispielsweise im Kurzschlussfall, können höhere Feldstärken auftreten, die die Magnete partiell oder vollständig entmagnetisieren. Zur Simulation der Entmagnetisierungsfestigkeit muss die Entmagnetisierungskennlinie $B_r(H)$ in der FEM hinterlegt werden, mit H hier als lokale, der Entmagnetisierung entgegengerichteten, maximalen Feldstärke, die in der zeitlichen Historie aufgetreten ist. Die folgende Abbildung stellt eine typische Polarisationskennlinie von NdFeB Magneten dar (Primärdaten aus [118]).

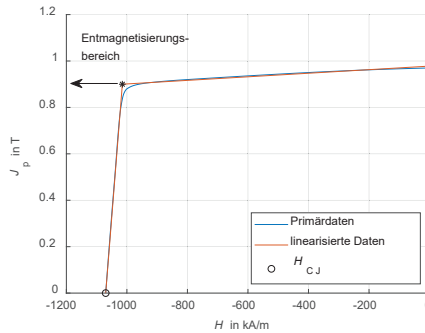


Abbildung 4.3: Magnetkennlinien

Diese Kennlinie ist neben dem nahezu linearen Betriebsbereich (vgl. Formel (3.41)) wesentlich durch den Entmagnetisierungsbereich unter -1000 kA/m gekennzeichnet, der mit dem Abknicken der $J_p(H)$ -Kennlinie beginnt. In der Kennlinie stellt H_{CJ} die Koerzitivfeldstärke dar, bei der sich die magnetische Polarisation J_p auf 0 reduziert. Dabei ist auch der Entmagnetisierungsbereich stark temperaturabhängig. Für H_{CJ} gilt in linearer Näherung mit $\alpha_{th\ H}$ als Temperaturkoeffizient:

$$H_{CJ}(\vartheta) = H_{CJ}(\vartheta_{ref})(1 + \alpha_{th\ H} \cdot (\vartheta - \vartheta_{ref})) \quad (4.8)$$

Innerhalb der Werkzeugkette basiert die Beschreibung der Entmagnetisierungskennlinie auf der Annahme eines linearen regulären Betriebsbereichs und der Annahme eines weiteren linearen Entmagnetisierungsbereichs, vgl. Abbildung 4.3. Für von Herstellerdaten abweichende Magnettemperaturen erfolgt eine lineare Verschiebung der Kennlinien gemäß (4.7) und (4.8).

Die Umrechnung der magnetischen Polarisation in die innerhalb der FEM hinterlegte magnetische Remanenz basiert auf den Gleichungen (3.9) und (4.5):

$$B_r(H) = (1 - \mu_r)\mu_0 H + J_p(H) \quad (4.9)$$

Eine Übersicht der relevanten Materialeigenschaften üblicher Magnete ist folgender Tabelle zu entnehmen, die dargestellten Materialeigenschaften sind Katalogwerte des Herstellers *MS-Schramberg* und mit den Kennzahlen anderer Hersteller bzw. Distributoren vergleichbar (vgl. z.B. auch [112]).

Tabelle 4.3: Materialdaten unterschiedlich legierter Dauermagnete

Magnettyp	Ferrite: HF 30/26 [119]	NdFeB: 200/220 w [118]	NdFeB: 300/125 h [120]
μ_r	1,1	1,1	1,1
B_r in T	0,405	1,11	1,32
$\alpha_{th\ B}$ in $\frac{\%}{^\circ C}$	-0,19	-0,08	-0,10
H_{Cj} in $\frac{kA}{m}$	270	2500	1400
$\alpha_{th\ H}$ in $\frac{\%}{^\circ C}$	+0,3	-0,5	-0,6

4.1.3 Wicklungsgebiete

Das magnetische Permeabilität der Wicklungsgebiete lässt sich in guter Näherung als konstante magnetische Permeabilität von eins abbilden (vgl. Tabelle 4.1). Aus elektromagnetischer Sicht ist es hier darüber hinaus notwendig die Stromdichten der Strangströme vorzugeben.

Um eine reduzierte Vernetzung zu erreichen und nachgelagert hohe Rechenzeiten zu vermeiden, werden keine einzelnen Drähte modelliert. Es wird ein homogenes Material und eine homogene Stromverteilung im gesamten Windungsgebiet angenommen.

Der Simulation wird initial ein Stromarbeitspunkt im dq-System vorgegeben. Daraus werden die entsprechende Strangströme $i_{u,v,w}$ berechnet (vgl. Formel (3.36)). Diese sind abhängig von der Rotorposition und damit zeit- und drehzahlabhängig. Aus den Strangströmen lässt sich anschließend für jede Phase die Stromdichte J_{ez} berechnen. Hier gilt mit N_w als Windungszahl und Ω_{wd} als Querschnittsfläche des leitfähigen Gebiets:

$$J_{ez\ u,v,w} = \frac{N_w i_{u,v,w}}{k \Omega_{wd}} \quad (4.10)$$

Der Faktor k berücksichtigt insbesondere die weiteren Verschaltungen innerhalb der Maschine. Sind die Polpaare parallelgeschaltet, so enthält dieser Faktor beispielsweise die

Polpaarzahl. Für die Stromdichte in $-\hat{n}_z$ Richtung, also der Rückleitung der Windung, ist der Faktor negativ.

Die Spannungsberechnung erfolgt innerhalb der Werkzeugkette der FE-Berechnung nachgelagert. Damit ist es nicht notwendig innerhalb der FEM die elektrische Leitfähigkeit des Kupfers zu definieren.

4.2 Vernetzung

Die Vernetzung der Rotor- und Statorgeometrie ist Grundlage der FEM und zentral für eine hohe Ergebnisgüte und geringe Varianz im Simulationsfehler. Dabei wird eine detaillierte Netzanalyse oft nur nachrangig betrachtet. Im Folgenden wird der Stand der Technik zur Vernetzung innerhalb der FEM, im Speziellen für elektrische Maschinen detailliert. Unter den spezifischen Anforderungen der Werkzeugkette werden aufbauend die Vernetzungsmethodik der integrierten Werkzeugkette dargestellt und relevante Parameter der Vernetzung identifiziert. Abschließend werden Vernetzungsstandards abgeleitet, die typische Anwendungssituationen abdecken und auf weitere Maschinentopologien übertragbar sind.

4.2.1 Stand der Technik: Vernetzung von Synchronmaschinen

Einen dokumentierten Aufbau der Vernetzung von Synchronmotoren findet sich für das FE-Tool *FEMAG* [121]. Standardmäßig erfolgt die Vernetzung hier mit linearen Dreieckselementen, alle geschlossenen Flächen mit 4 Seiten können auch mit Viereckselemente vernetzt werden. In [122] ist die hohe Relevanz der Luftspaltvernetzung zur Bestimmung von Drehmomentschwingungen innerhalb der FEM dokumentiert. Darüber hinaus wird eine feine Vernetzung, aller dem Luftspalt angrenzenden Flächen gefordert, um vereinzelte Fehler in der Drehmomentberechnung zu vermeiden.

Eine weitere Herausforderung der Vernetzung stellt der Übergang vom drehenden Rotor zum feststehenden Stator dar. *FEMAG* erneuert in jedem Rotationsschritt die Vernetzung (vgl. [121]). Alternative Ansätze (vgl. [123]) deformieren das Netz und können so die rechenaufwendige Neuvernetzung deutlich reduzieren.

Zur Bewertung der Aussagesicherheit einer FE-Berechnung, auf Grundlage der Vernetzung, kann eine Analyse der Vernetzung mittels h - oder p -Methode erfolgen. Die h -Methode, mit h als relativem Elementdurchmesser, prüft die Ergebniskonvergenz der FEM bei zunehmend feinerer Vernetzung, also bei steigender Elementanzahl, die p -Methode die Ergebniskonvergenz mit steigendem Polynomgrad p , der Ansatzfunktion der Elemente. [110]

Wesentliche Kritik am Stand der Technik ist das Fehlen einer systematischen Betrachtung der Vernetzung von Synchronmaschinen. In wissenschaftlichen Veröffentlichungen sind Standards zur Vernetzung von elektrischen Maschinen nur ungenügend dokumentiert.

4.2.2 Identifikation relevanter Vernetzungsparameter

Der Vernetzungsalgorithmus soll innerhalb der Werkzeugkette einen Maschinenpol automatisiert und ohne manuelle händische Eingriffe vernetzen. Dieser Prozess soll dabei mit beliebigen Rotortopologien funktionieren und insbesondere im Rotorgebiet möglichst keine Anforderungen an die Topologie stellen. Final soll die Vernetzung einfach zwischen den Anforderungen Recheneffizienz und Genauigkeit parametrierbar sein. Ein Vernetzungsstandard ermöglicht es, vorab den zu erwartenden, aus der Vernetzung resultierenden Fehler, abzuschätzen.

Innerhalb der Automatisierung der Vernetzung wird Einfluss genommen auf die Knotenpunkte an den relevanten Maschinenkanten. Hier wird die Anzahl der Luftspaltlagen definiert, sowie die Anzahl und die Verteilung der Knotenpunkte an den verbleibenden Kanten. Dazu zählt die Knotendefinition an den Schnittkanten des zu untersuchenden Maschinenpols. Durch Spiegelung der Knoten von einer Schnittkante auf die andere werden Netzfehler bei der antiperiodischen Fortsetzung der Berechnungsergebnisse an den Rändern vermieden.

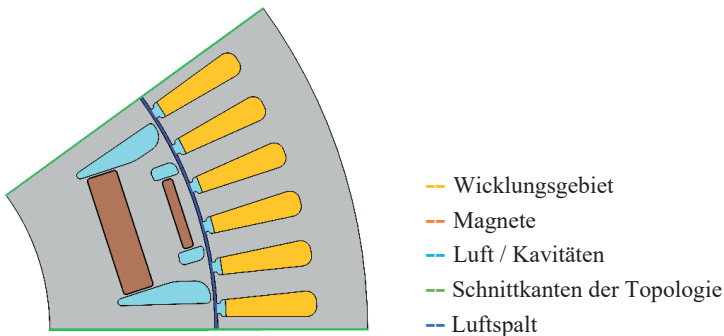


Abbildung 4.4: Darstellung der Maschinentopologie

Darüber hinaus werden die Knoten an der Kante zwischen Rotor und Stator in der Mitte des Luftspalts definiert. Hier werden die Knoten äquidistant so verteilt, dass in jeder zu untersuchenden Rotorposition die Knoten der Rotoraußenkante und der Statorinnenkante exakt übereinanderliegen. Die Spiegelung der Schnittkanten von Rotor und Stator, sowie die exakte Übereinstimmung der Knoten zwischen Rotor und Stator in jedem Winkelschritt, führen maßgeblich zu einer verbesserten Konvergenz der Ergebnisse, damit zu einer schnelleren Rechenzeit und einem geringeren Ergebnisfehler.

Für die Winkelschrittweite $\Delta\varphi_t$ des Rotors in der Simulation gilt, mit k_1 als Anzahl der Abtastschritte je Periode und p_p als Polpaarzahl bei Simulation einer halben elektrischen Periode:

$$\Delta\varphi_t = \frac{\pi}{k_1 p_p}, \quad k_1 \in \mathbb{N} \quad (4.11)$$

Der Winkelschrittweite des Rotors kann in entsprechende zeitliche Schritte Δt der Simulation bei Referenzwinkelgeschwindigkeit $\omega_{\text{R ref}}$ umgerechnet werden.

$$\Delta t = \frac{\Delta \varphi_t}{\omega_{\text{R ref}}} \quad (4.12)$$

Mit k_2 als Anzahl der Knotenpunkte, die in jedem Simulationsschritt übersprungen werden, ergeben sich n äquidistante Knotenpunkte an der Rotoraußenkante und der Statorinnenkante. Diese liegen exakt übereinander für jeden Winkelschritt der Simulation.

$$n = k_2 \cdot \frac{\pi}{p_p \Delta \varphi_t} + 1 = k_2 \cdot k_1 + 1 \quad , \quad k_1, k_2 \in \mathbb{N} \quad (4.13)$$

Nach Steuerung der Vernetzung der relevanten Kanten der Maschine kann aufbauend die gebietsweise Vernetzung vorgenommen werden. Dabei stehen im 2D-Raum Dreieckselemente und Viereckselemente zur Auswahl. Zudem wird Einfluss genommen auf die Feinheit des Netzes. Dies wird durch eine Parametrierung der maximalen Elementgröße, der minimalen Elementgröße und des zulässigen Größenwachstums zwischen angrenzenden Elementen bestimmt. Der Aufbau der Vernetzung beginnt dabei mit den Gebieten, die fein vernetzt werden, und geht dann schrittweise über zu den Gebieten, die gröber vernetzt werden.

Um optimale Vernetzungen im Zielkonflikt zwischen Berechnungszeit und Berechnungsgenauigkeit zu identifizieren, wurde der Einfluss unterschiedlicher Faktoren untersucht. Als relevant identifiziert wurde, der über die Werkzeugkette gesteuerte Netzaufbau im Vergleich zu einer softwareautomatisierten Vernetzung, die Elementtypen Dreieckselemente und Viereckselemente sowie der Polynomgrad der Ansatzfunktion. Eine aus der Werkzeugkette gesteuerten Vernetzungen eines Pols der Maschine ist in der folgenden Abbildung dargestellt:

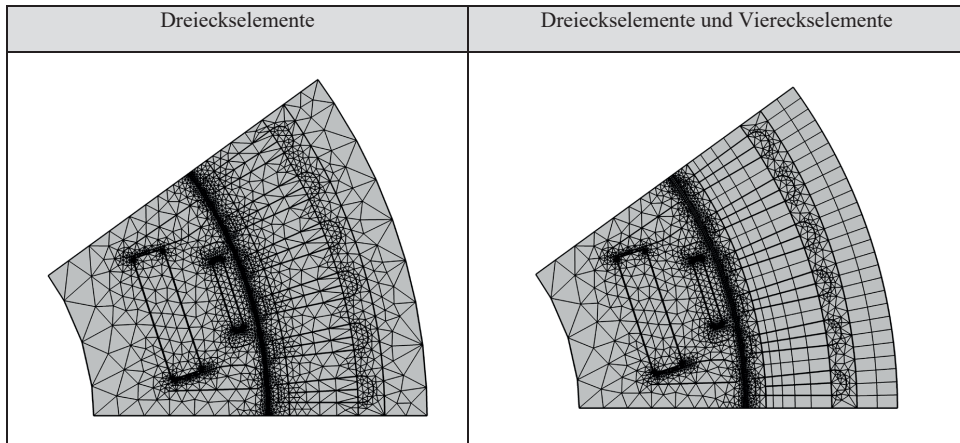


Abbildung 4.5: Beispielhafte Vernetzung mit Dreiecks- und Viereckselementen

Der Einfluss der unterschiedlichen Faktoren ergibt sich aus der folgenden Tabelle. Dabei repräsentiert ∇ einen Netzaufbau mit Dreieckselementen und $\nabla\square$ einen Netzaufbau mit Dreiecks- und Viereckselementen. Bewertet werden dabei der mittlere Modellfehler f_{avgD}

sowie der maximale Modellfehler $f_{\max D}$ im Verlauf über die Rotordrehung bezogen auf die Flussverkettungen ψ_d und ψ_q sowie dem inneren Drehmoment der Maschine M_i . Grundlage für die Fehlerbewertung sind die Simulationsergebnisse einer Simulation mit einer feinen Vernetzung und einer kubischen Ansatzfunktion, das basierend auf einer Fehlerkonvergenzanalyse als numerisch genaues Ergebnis der FEM definiert wird (vgl. Abbildung 4.7). Damit ergeben sich für unterschiedliche Vernetzungskonfigurationen die entstehenden Rechenzeiten und die entstehenden Abweichungen in den Ergebnissen ψ_d, ψ_q und M_i .

Tabelle 4.4: Modellfehler bei unterschiedlichen FE-Netzen

(Spalte) Netzaufbau	(1) WK, ge- steuert	(2) WK, ge- steuert	(3) WK, ge- steuert	(4) WK, ge- steuert	(5) FEM, au- tomatisiert
Netzelemente	4,8k	3,9k	3,9k	28,5k	68k
Netzaufbau	∇	$\nabla\square$	$\nabla\square$	$\nabla\square$	∇
Luftspaltlagen	2	2	2	6	2-4
Elementordnung	linear	linear	quadratisch	linear	linear
Rechenzeit, normiert auf (3)	0,28	0,22	1,00	0,73	1,20
$f_{\text{avgD}}(\psi_d)$	2,4 %	1,4 %	0,01 %	0,05 %	0,1 %
$f_{\text{avgD}}(\psi_q)$	0,5 %	0,2 %	0,05 %	0,02 %	0,0 %
$f_{\text{avgD}}(M_i)$	0,8 %	0,4 %	0,09 %	0,01 %	2,7 %
$f_{\max D}(\psi_d)$	4,2 %	2,5 %	0,23 %	0,22 %	0,4 %
$f_{\max D}(\psi_q)$	0,8 %	0,2 %	0,06 %	0,02 %	0,0 %
$f_{\max D}(M_i)$	3,9 %	1,3 %	0,20 %	0,13 %	5,9 %

In der ersten und zweiten Spalte der Tabelle stehen die Vernetzungen rein mit Dreieckselementen der Vernetzung, die mit Viereckselementen ergänzt wurde, gegenüber (vgl. Abbildung 4.5). Es ergibt sich durch die Viereckselemente eine geringfügige Ersparnis in der Rechenzeit und eine markante Genauigkeitssteigerung in allen untersuchten Einflussfaktoren, sodass Viereckselemente allgemein in rechtwinkligen Gebieten des Stators und des Luftspalts als vorteilhaft identifiziert werden. Im Rotor wird auf Viereckselemente verzichtet, um eine maximale Flexibilität in der Vernetzung beliebiger Topologien, bezüglich Magnet- und Kavitätsform, zu erhalten. In der dritten Spalte wurde die Polynomordnung der Ansatzfunktion erhöht. Es zeigt sich ein deutlicher Anstieg der Rechenzeit um das Vierfache, aber auch ein deutlich reduzierter Modellfehler. Vergleicht man dieses Ergebnis jedoch mit einem Netz, dass deutlich feiner vernetzt wurde (Spalte 4) und dabei eine lineare Ansatzfunktion besitzt, zeigt sich, dass hier ähnliche bis bessere Ergebnisse durch eine Netzverfeinerung erzielt werden können. In der fünften Spalte sind die Ergebnisse einer in der Software automatisierten

Vernetzung dargestellt. Trotz hoher Rechenzeiten wird hier aufgrund von unregelmäßigen Vernetzungen im Luftspalt das Drehmoment mit hohem Fehler berechnet.

Aufbauend auf diese ersten Ergebnisse wird die Vernetzung des Luftspalts als relevanter Einflussfaktor weitergehend untersucht. Dazu wird eine Referenzvernetzung entsprechend Abbildung 4.5 mit Dreiecks- und Viereckselementen aufgebaut (vgl. Tabelle 4.4, Spalte 2). Durch Variation der Parametrierung der Luftspaltvernetzung wird der Einfluss der Luftspaltvernetzung identifiziert. Die restlichen Vernetzungseinstellungen bleiben identisch. Die folgenden Abbildungen zeigen die Luftspaltvernetzungen des verdrehten Rotors mit einem vergleichsweise groben und einem vergleichsweise feinem Netz. Es ist deutlich, wie die Knotenpunkte an der Rotoraußenkante auch bei der Rotordrehung übereinanderliegen. Farblich hinterlegt ist die magnetische Flussdichte B . Es zeigt sich wie eine feine Vernetzung des Luftspalts, partiell differierende Ergebnisse liefert (hier zum Beispiel an der oberen Kante des Statorzahns).

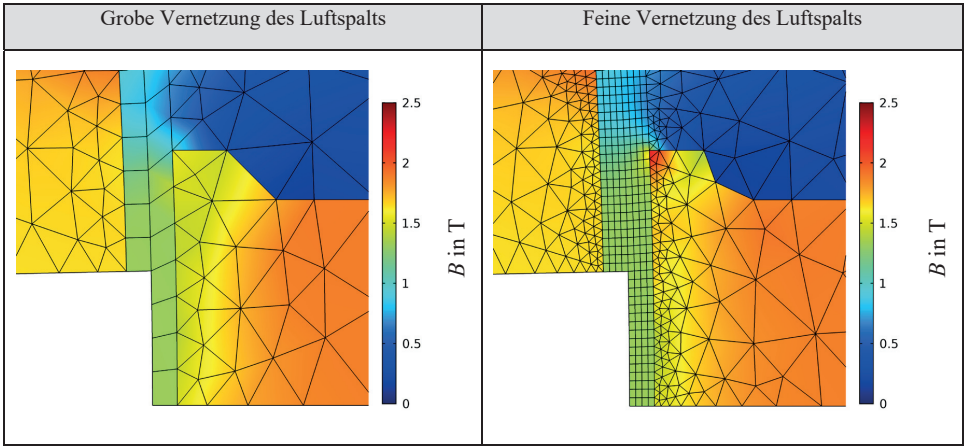


Abbildung 4.6: Luftspaltvernetzungen mit 2 und 8 Lagen an Elementen

In der folgenden Tabelle sind die Ergebnisse der Modellfehleranalyse für unterschiedliche Luftspaltnetze dargestellt. Es zeigt sich ein maßgeblicher Einfluss der Luftspaltvernetzung, Netzverfeinerungen haben direkten Einfluss auf die Simulationsgenauigkeit. Dreieckselemente zur Vernetzung im Luftspalt zeigen sich hier als nachteilig, insbesondere in Bezug auf die Genauigkeit des inneren Drehmoments der Maschine. Mehr als sechs Netzlagen im Luftspalt verbessern das Ergebnis nur unwesentlich.

Tabelle 4.5: Modellfehler bei unterschiedlichen Netzen im Luftspalt

Netzelemente im Luftspalt	240	1926	960	2160	3840
Netzaufbau im Luftspalt	□	▽	□	□	□
Luftspaltlagen	2	4	4	6	8
Radiale Anzahl an Knotenpunkten	$60 \cdot 2 + 1$	$60 \cdot 4 + 1$	$60 \cdot 4 + 1$	$60 \cdot 6 + 1$	$60 \cdot 8 + 1$
Rechenzeit, normiert	48	57	59	75	100
$f_{\text{avgD}}(\psi_d)$	0,04 %	0,06 %	0,02 %	0,01 %	0,04 %
$f_{\text{avgD}}(\psi_q)$	0,09 %	0,06 %	0,06 %	0,05 %	0,05 %
$f_{\text{avgD}}(M_i)$	0,22 %	0,36 %	0,13 %	0,09 %	0,07 %
$f_{\text{avgD}}(\psi_d, \psi_q, M_i)$	0,12 %	0,16 %	0,07 %	0,05 %	0,05 %
$f_{\text{maxD}}(\psi_d)$	0,37 %	0,26 %	0,25 %	0,23 %	0,20 %
$f_{\text{maxD}}(\psi_q)$	0,10 %	0,07 %	0,07 %	0,06 %	0,05 %
$f_{\text{maxD}}(M_i)$	0,56 %	1,27 %	0,27 %	0,20 %	0,16 %
$f_{\text{maxD}}(\psi_d, \psi_q, M_i)$	0,56 %	1,27 %	0,27 %	0,23 %	0,20 %

4.2.3 Ableiten von Vernetzungsrichtlinien

Zuvor wurde gezeigt, dass das Netz einen relevanten Einfluss auf Rechenzeit und Berechnungsgenauigkeit der FEM hat. Insbesondere die Vernetzung im Luftspalt und die Elementtypen wurden als relevant charakterisiert. In diesem Kapitel werden Richtlinien erarbeitet, die grundlegende Netzdefinitionen für typische Anwendungsszenarien beinhalten.

Dazu werden drei Klassen von Netzen definiert, die die üblichen Anforderungen zwischen Berechnungsgenauigkeit und Berechnungsgeschwindigkeit abdecken. Die Genauigkeitsanforderungen werden durch den Mittelwert und den Maximalwert definiert:

Tabelle 4.6: Klassifizierung von Genauigkeitsanforderungen

	reduziertes Netz	Normalnetz	Referenznetz
$f_{\text{avgD}}(\psi_d, \psi_q, M_i)$	2 %	1,0 %	0,1 %
$f_{\text{maxD}}(\psi_d, \psi_q, M_i)$	-	2,0 %	0,2 %

Die Genauigkeitsanforderungen des *Referenznetzes* sind dabei so gewählt, dass das Netz als Berechnungsreferenz dienen kann. Ziel ist es, einen aus der Vernetzung resultierenden Modellfehler zu erreichen, der zu vernachlässigen ist. Das *Normalnetz* stellt einen Kompromiss

zwischen Genauigkeit und Effizienz dar. Es ermöglicht Ergebnisse in der FEM, deren Fehler in einem üblichen Bereich liegen, um z.B. im Abgleich zur Messung eine gute Genauigkeit bei gegebener Berechnungseffizienz zu bieten. Das *reduzierte Netz* dient der Bewertung unterschiedlichster Optimierungsergebnisse in kurzer Zeit und legt den Schwerpunkt auf die Reduktion der Berechnungszeiten. Die absolute Genauigkeit der Ergebnisse der FEM ist gering, Ergebnisse untereinander bleiben dabei weitgehend vergleichbar.

In den folgenden Abbildungen sind die Modellfehler für eine unterschiedliche Anzahl an Netzlagen im Luftspalt dargestellt. Mit der Erhöhung der Netzlagen im Luftspalt wurde parallel die Netzfeinheit in den weiteren Gebieten erhöht. In Relation wird der mittlere Modellfehler als auch der maximale Modellfehler der Ergebnisgrößen ψ_d, ψ_q und M_i dargestellt. Zwischen den Ergebnisgrößen wird nicht differenziert.

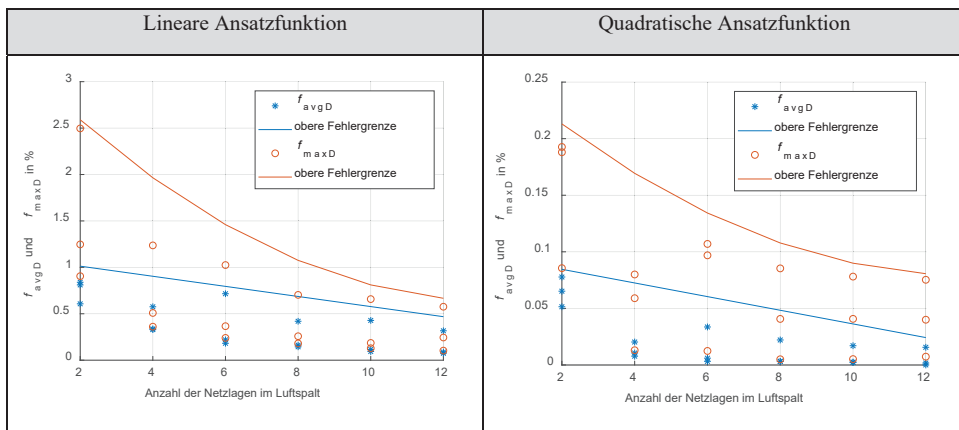
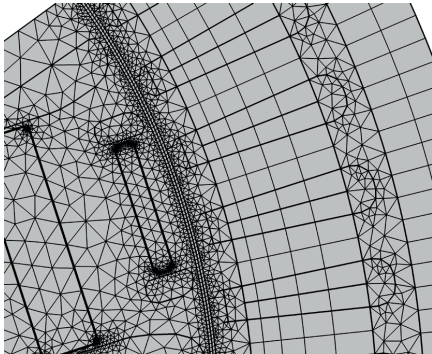
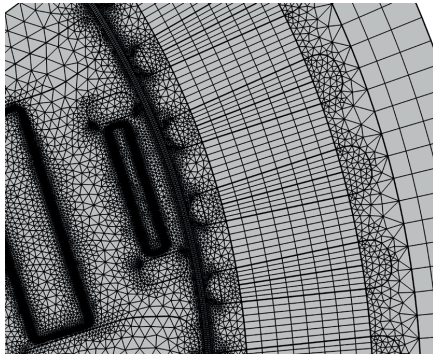


Abbildung 4.7: Netzfehlerreduktion durch h - und p -Methode

Dabei zeigt sich eine Ergebniskonvergenz, sowohl in der h -Methode als auch in der p -Methode. Basierend auf dieser Auswertung lässt sich eine obere Abschätzung des aus der Vernetzung entstehenden Fehlers treffen, sodass sich ein Netz identifiziert lässt, das die gesetzten Genauigkeitsanforderungen erfüllt und dabei möglichst recheneffizient ist.

Für ein *Normalnetz* ergibt sich ein Netz mit 4 Elementlagen im Luftspalt, für ein *reduziertes Netz* 2 Lagen. Die Ansatzfunktion wird recheneffizient linear gewählt. Für die weitere Steigerung der Genauigkeit, also für ein *Referenznetz*, können die Anforderungen durch eine zum *Normalnetz* identische Vernetzung mit quadratischer Ansatzfunktion erfüllt werden. Die Netzverfeinerung mit der h -Methode, über das Maß des *Normalnetzes* hinaus, ist wesentlich aufwendiger und bleibt in der Ergebnisgenauigkeit hinter dem identifizierten *Referenznetz* mit quadratischer Ansatzfunktion zurück. In der folgenden Tabelle sind die Netzeinstellungen der drei identifizierten Netze dargestellt.

Tabelle 4.7: Standardisierter Netzaufbau

	reduziertes Netz	Normalnetz	Referenznetz
			
Ansatzfunktion	linear	linear	quadratisch
Netzelemente (∇ , $\square$)	2,9k (2,5k, 0,4k)	8,7k (7,6k, 1,1k)	
Luftspaltaufbau	2 Lagen 120 Elemente	4 Lagen 480 Elemente	
Rechenzeit: IAP*	6 s	29 s	111 s
Rechenzeit: Kennfeld**	0,25 h	1,2 h	4,6 h

* beispielhaft für eine Stromkombination in i_d , i_q und 60 Winkelstellungen einer ungeschrägten Maschine.

** beispielhaft für 25 Stromkombinationen in i_d , i_q in 60 Winkelstellungen einer 6fach geschrägten Maschine.

Der dargestellte Netzaufbau ist charakterisiert durch eine symmetrische Randvernetzung, einer Knotenübereinstimmung im Luftspalt und einer Vernetzung als Kombination von Dreieckselementen, ergänzt mit n-Elementlagen von Quaderelementen im Luftspalt sowie in rechtwinkligen Gebieten. Dieser Netzaufbau zeigt sich in allen untersuchten Maschinentopologien und Maschinenbetriebspunkten als effizient und ausreichend genau hinsichtlich der definierten Anforderungen. Dieser Netzaufbau stellt auch bei andersartigen Maschinen eine gute Netzauslegung dar und kann allgemein als Referenz zur Vernetzungsparametrierung von permanenterrregten Synchronmaschinen dienen. Der aus der Vernetzung resultierende Fehler kann darüber hinaus bei deutlich abweichenden Maschinentopologien initial mit der p -Methode ohne weitere Netzanpassungen ermittelt werden.

4.3 Studien- und Solvereinstellungen

Dieses Kapitel thematisiert die einzelnen Lösungsschritte (Studien) und die am Solver der FE-Simulation vorgenommenen Einstellungen. Die Auswahl der Studien und die Konfiguration des Solvers erfolgt automatisiert in der Werkzeugkette, wesentliche Grundeinstellungen sind vorparametriert und können bei Bedarf angepasst werden.

In der FE-Software müssen eine Vielzahl an Parameterkombinationen berechnet werden. Dies betrifft alle Kombinationen von unterschiedlichen Betriebspunkten der Maschine (Stromkombinationen in i_d und i_q), die einzelnen Rotorschrägungswinkel der Maschine, sowie die Drehung des Rotors im Stator.

Die Rotorschrägungswinkel der Maschine bilden den in der z-Richtung segmentierten Aufbau des Rotors ab. Die einzelnen Rotorsegmente sind gegenüber der Referenzlage um diskrete Winkel φ_{rs} verdreht. Der Rotoraufbau, in üblicherweise 4-8 Segmenten, dient in aktuellen Traktionsantrieben wesentlich zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit. Für die Rotorlage φ_R gilt, mit φ_t als zeit- und drehzahlabhängige Drehung des Rotors:

$$\varphi_R = \varphi_t + \varphi_{rs}, \varphi_t = 0 \dots \frac{360^\circ}{2 p_p} \quad (4.14)$$

In der folgenden Tabelle sind übliche Anzahlen der Parameterkombinationen gegeben. Es ergeben sich in Summe zwischen 40 und 60.000 Parameterkombinationen, die berechnet werden.

Tabelle 4.8: Parameterkombinationen im Sweep

Parameter		Übliche Anzahl
(i_d, i_q)	Statorbestromung in d und q.	4...50
φ_{rs}	Rotorschrägungswinkel	1...10
φ_t	Drehung des Rotors	10...120
Anzahl der Parameterkombinationen		40 ... 60000

Um diese Vielzahl an Parameterkombinationen effizient berechnen zu können, wird der Berechnungsprozess in den Studien parallelisiert, vorinitialisiert und die Maschinendifferentialgleichung stationär gelöst:

Übergeordnete Parameterkombinationen, also alle Betriebspunkte der Maschine in (i_d, i_q) werden in parallelen Prozessen berechnet. Diese Berechnungen und Ergebnisse sind voneinander unabhängig, sodass eine Prozessparallelisierung bei aktuellen Mehrkernprozessorarchitekturen (vgl. *AMD Ryzen Threadripper* mit 64 Kernen) eine deutlich bessere Auslastung der CPU und damit insgesamt eine verringerte Rechenzeit ermöglicht. Die Prozessparallelisierung lässt sich auch auf mehrere Server aufteilen. Dies ist jedoch von der zur Verfügung stehenden Hardware und IT-Architektur abhängig und nicht allgemein in der Werkzeugkette umgesetzt.

In einer hier als *Parameter Sweep* unterlagerten Studie werden alle in der Stromkombination verbleibenden Parameterkombinationen sequentiell berechnet. Dies betrifft die Rotorschrägungswinkel der Maschine und die Verdrehung des Rotors aus der Referenzlage. Eine

deutliche Reduktion der Rechenzeit wird hier durch eine gute Initialisierung der Lösung erreicht. Das Berechnungsergebnis der vorherigen Parameterkombination der Drehung des Rotors $\varphi_{t(n-1)}$ stellt eine solche gute Initialisierung dar. Damit wird die Konvergenz der Lösung im iterativen Newton-Verfahren bereits nach 2-3 Schritten erreicht, nicht initialisiert sind über 20 Lösungsschritte notwendig.

Grundlegend basiert die FEM-Berechnung innerhalb der integrierten Werkzeugkette auf der Lösung der stationären DGL. Diese ist gegenüber einer transienten Lösung deutlich effizienter und robuster. Für die untersuchten Maschinen wurde nachgewiesen, dass sich die Rechenzeit mit einer stationären Lösung gegenüber einer transienten Maschine halbiert, bei gleichbleibender Genauigkeit in den ausgewerteten Größen. Dies ist für den Bewertungsprozess von höchster Relevanz, um der Anforderung an Recheneffizienz zu genügen. Innerhalb der FE-Software sind bei einer stationären Lösung keine Spannungen und keine Induktivitäten auswertbar, dies erfolgt nachgelagert in angegliederten automatisierten Auswertungsprozessen.

Nach dem Überblick über die einzelnen Studien in der FEM wird im Folgenden tiefer auf die Solvereinstellungen eingegangen. Der Solver hat die Aufgabe, die Inverse der Matrix $\mathbf{K}$ (vgl. Kapitel 3.2 Formel (3.33)) zu berechnen und damit das Ergebnis für eine Parameterkombination zu bestimmen. Innerhalb der Werkzeugkette sind im effizienten Netz zwischen 1.000 Freiheitsgrade und unter genauen Einstellungen bis zu 20.000 Freiheitsgrade in der Matrix $\mathbf{K}$ zu lösen. In der verwendeten FE-Software sind die direkten Löser *PARDISO* (*Parallel Direct Solver*), *MUMPS* (*Multifrontal Massively Parallel Solver*) und *SPOOLES* (*Sparse Object Oriented Linear Equations Solver*) implementiert. *SPOOLES* zeigte sich dabei als nicht ausreichend recheneffizient und wird hier nicht weiter betrachtet, auch iterative Löser zeigen sich bei den gegebenen Modellen als deutlich weniger effizient.

Die unterschiedlichen Solver, deren Vor- und Nachteile hinsichtlich Recheneffizienz, Speicherbedarf, Robustheit (und weitere Bewertungsgrößen) sowie deren Weiterentwicklung sind Forschungsbestandteil in wissenschaftlichen Publikationen (vgl. z.B. [124], [125] [126]). So sind in [127] für *MUMPS* und *PARADISO* Lösungsgeschwindigkeiten zur Berechnung der Inversen unterschiedlicher Matrizen gegeben. In [128] wird weitergehend auch über die Anzahl der Prozessorkerne die Berechnungszeit aufgelöst. Beide Solver sind Stand der Wissenschaft und ausreichend effizient sowie robust und damit geeignet, um innerhalb der Werkzeugkette verwendet zu werden. Bei den hier verwendeten Workstations zur Modellberechnung ergeben sich insgesamt leichte Performancevorteile für *PARDISO*, sodass dieser verwendet wird. Der Speicherbedarf ist reduziert bei einer insgesamt leicht geringeren Rechenzeit. Diese Auswahl ist hardwareabhängig. Um die Werkzeugkette auch in abweichenden Systemen optimal betreiben zu können, ist die Auswahl des Solvers über die Konfigurationsdatei der Werkzeugkette auch abweichend parametrierbar. Der direkte Löser ist numerisch exakt, sodass kein relevanter Berechnungsfehler beim Invertieren der Matrix $\mathbf{K}$ entsteht.

Dem direkten Löser überlagert ist ein iteratives Newtonverfahren, um die nichtlinearen Materialeigenschaften des Elektrolechs vollgekoppelt zu berücksichtigen. Dies konvergiert für die initiale Lösung nach ca. 25 Schritten, für jede damit initialisierte Lösung in 2-3 Schritten, wenn die $B(H)$ -Kennlinie des Elektrolechs den definierten Anforderungen genügt (vgl. Kapitel 4.1.1). Die relative Toleranz des Newton Verfahrens wird mit 0,05 % vorgegeben und ist damit gegenüber dem aus der Vernetzung resultierenden Fehler zu vernachlässigen. Eine Reduktion der geforderten Genauigkeit im iterativen Solver reduziert die Rechenzeit nicht wesentlich und ist deshalb auch für Bewertungen mit dem Schwerpunkt auf Bewertungseffizienz nicht notwendig.

4.4 Auswertung relevanter Größen

Im Folgenden wird die Auswertung der Flussverkettungen $\psi_{u,v,w}$ sowie des inneren Drehmoments M_i innerhalb der FEM-Software dargestellt. Die Größen werden anschließend für weitere Berechnungen innerhalb der Werkzeugkette an MATLAB übergeben und innerhalb der Datenbasis gespeichert.

Die Berechnung der Flussverkettungen basiert auf der integralen Auswertung der magnetischen Flussdichten (vgl. Kapitel 3.3, Formel (3.39)). Die Integrationsfläche, als mit der Spulendimension in z-Richtung aufgespannte Spirale, ist in Abbildung 4.8 (links) skizziert. Diese Auswertung ist physikalisch exakt, jedoch innerhalb der FEM nicht praktikabel. Es kann bei Maschinen mit Runddrahtwicklung⁸ nicht jeder einzelne Draht modelliert werden. Zudem ist die Lage der einzelnen Windungen unbekannt. In guter Näherung wird deshalb im Windungsgebiet eine Fläche in xy-Koordinaten aufgespannt, die das Windungsgebiet begrenzt (vgl. Abbildung 4.8, rechts).

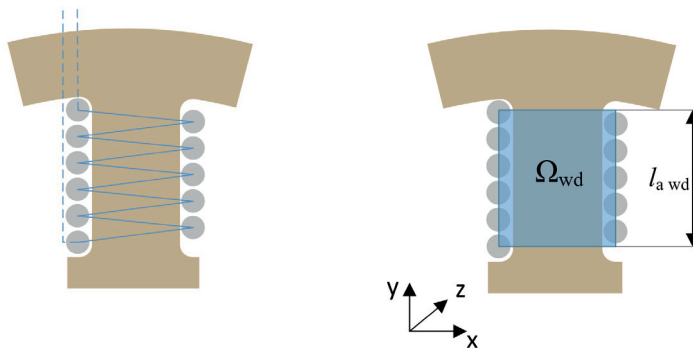


Abbildung 4.8: Auswertung der Flussverkettung im Wicklungsgebiet

⁸ Bezeichnung der Runddrahtwicklung in Abgrenzung zur Hairpin Wicklung, die im Detail modellierbar ist.

Für die Flussverkettung ψ_{sim} der Wicklung innerhalb der Simulation gilt hier in guter Näherung mit B_y als Flussverkettung in y-Richtung, Ω_{wd} als Windungsgebiet, l_{az} als aktive Länge der Maschine in z-Richtung, $l_{a\text{wd}}$ als Länge der Fläche Ω_{wd} und N_w als Anzahl der Windungen:

$$\psi_{\text{sim}} = \frac{l_{az}}{l_{a\text{wd}}} N_w \iint_{\Omega_{\text{wd}}} B_y d\Omega \quad (4.15)$$

Dieses prinzipielle Vorgehen eignet sich nicht nur für Zahnspulenwicklungen, sondern auch für verteilte Wicklungen. Dabei werden zunächst die von den Windungen aufgespannten Flächen definiert, in folgender Abbildung als Sektor des Kreisrings dargestellt.

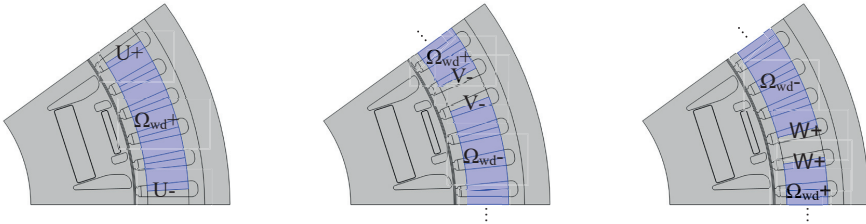


Abbildung 4.9: Auswertung der Flussverkettung für eine verteilte Wicklung

Entsprechend der Flächendefinition als Kreisringsektor ist die radiale magnetische Flussdichte die Integrationsgröße. Es gilt mit x und y als Koordinaten für die Transformation der magnetischen Flussdichte in die radiale Komponente B_{rad} und die tangentielle Komponente B_{tan} :

$$B_{\text{rad}} = B_x \cos\left(\text{atan}\left(\frac{y}{x}\right)\right) + B_y \sin\left(\text{atan}\left(\frac{y}{x}\right)\right) \quad (4.16)$$

$$B_{\text{tan}} = B_x \sin\left(\text{atan}\left(\frac{y}{x}\right)\right) - B_y \cos\left(\text{atan}\left(\frac{y}{x}\right)\right) \quad (4.17)$$

Es ergibt sich mit der Flächendefinition $\Omega_{\text{wd}+}$ und $\Omega_{\text{wd}-}$ gemäß Abbildung 4.9:

$$\psi_{\text{sim}} = \frac{l_{az}}{l_{a\text{wd}}} N_w \left(\iint_{\Omega_{\text{wd}+}} B_{\text{rad}} d\Omega - \iint_{\Omega_{\text{wd}-}} B_{\text{rad}} d\Omega \right) \quad (4.18)$$

Die Auswertung des inneren Drehmoments M_i der Maschine basiert auf der Integration des Maxwell'schen Spannungstensors T_2 über der Rotoroberfläche Ω_R , vgl. Kapitel 3.1. Damit ergeben sich aus der Simulation die Verkettungsflüsse ψ_u, ψ_v, ψ_w sowie das innere Drehmoment M_i an den diskreten simulierten Parameterkombinationen in (i_d, i_q) , für die unterschiedlichen Rotorschrägungswinkel φ_{rs} und die einzelnen Rotorverdrehungen φ_t . Diese werden in Tabellenform an das analytische Modell übergeben.

4.5 Näherungen und Vereinfachungen

Im elektromagnetischen Simulationsmodell führen Näherungen, Vereinfachungen und die räumliche Diskretisierung innerhalb der FEM zu Berechnungsfehlern.

Im Simulationsmodell wird aus Effizienzgründen auf eine zeitabhängige 3D-Modellierung verzichtet. Das implementierte Modell ist zweidimensional und wird stationär berechnet. Daraus folgt, dass in der FEM keine Hystereseverluste, Wirbelstromverluste und Stromverdrängungsverluste (Skin-Effekt und Proximity-Effekt) berücksichtigt werden. Darüber hinaus werden keine Streufelder in z-Richtung (z.B. im Wickelkopf oder zwischen den Blechpaketen unterschiedlicher Rotorschrägung) berechnet. Die relevanten Verluste und Streufelder werden jedoch nachgelagert im analytischen Modell bestimmt und berücksichtigt. Die vollständige Rückkopplung dieser Verluste auf die elektromagnetischen Felder fehlt.

Methodisch wird innerhalb der FEM eine Vernetzung des Gebiets vorgenommen. Der daraus resultierende Fehler wird bestimmt und kann über die Netzfeinheit und die Polynomordnung der Ansatzfunktion gesteuert werden. Darüber hinaus verbleibt im iterativen Lösungsprozess der FEM ein Fehler. Dieser Fehler wird parametrisiert und ist dann im Betrag ausreichend gering, um vernachlässigt zu werden.

Die Auswertung der Flussverkettung als Flächenintegral im 2D-FEM-Modell stellt eine Näherung dar. Die Streufelder zwischen den Statorzähnen werden nicht zwingend exakt erfasst. Dies ist insbesondere dann der Fall, wenn die Drähte der Wicklungen ungleichmäßig in den Nuten verteilt sind. Ohne Kenntnis über die exakte Lage der einzelnen Windungen stellt die Auswertung der Flussverkettung als Flächenintegral aber die bestmögliche Umsetzung dar.

Vereinfachungen der Materialimplementierung betreffen das Elektroblech, mit Ungenauigkeiten in der implementierten $B(H)$ -Kurve, die nicht frequenzabhängig implementiert ist und die Materialhysterese nicht abbildet und weitergehend das Magnetverhalten, das sowohl im Arbeitsbereich des Magneten als auch im Entmagnetisierungsbereich linear genähert ist.

Modellierungsunabhängig sind Ungenauigkeiten zu erwarten, die durch Fertigungstoleranzen entstehen. Diese können sowohl das Materialverhalten als auch die Geometrie an sich betreffen. Dies betrifft insbesondere auch die aktive Länge der Maschine, die nur ungenau geschätzt werden kann, da das Verhalten des Elektroblechs bei der Paketierung, Pressung und Laminierung der Bleche, zu unterschiedlichen aktiven Längen führen kann.

Eine Übersicht über die Fehler der FEM und die angewandten Methoden zur Fehlerkorrektur wird in der folgenden Tabelle gegeben.

Tabelle 4.9: Fehleranalyse in der FEM

Fehlerbeschreibung		Fehlerkorrektur
Materialungenauigkeiten & Materialimplementierung		
Elektroblech	Ungenauigkeiten in $B(H)$ (Verluste: Siehe Verlustmodellierung)	Justieren und extrapolieren der Materialdaten (vgl. Kapitel 4.1.1)
Magnet	Ungenauigkeiten in der Remanenzmagnetisierung (Verluste: Siehe Verlustmodellierung)	Parameteroptimierungen (vgl. Kapitel 7.1)
Geometrieungenauigkeiten		
Fertigungstoleranzen	Ungenauigkeiten im Rotorschrägungswinkel und der aktiven Länge	Parameteroptimierungen (vgl. Kapitel 7.1)
Modellierungsabhängig		
2D-Simulation	Keine Simulation von 3D-Streufeldern	Modellintegration der Streuinduktivität (vgl. Kapitel 3.3)
Verlustmodellierung	Keine vollgekoppelte Verlustberechnung	Analytische Verlustberechnung und Modellintegration (vgl. Kapitel 5.4)
Methodische Ungenauigkeiten		
Vernetzung	Methodische Vernetzung des Gebiets, Wahl der Ordnung der Ansatzfunktion	Standardisierung der Vernetzung (vgl. Kapitel 4.2)
Solvergenauigkeit	Fehler im iterativen Lösungsprozess	Parametrierbar, dann mit nachgelagerte Relevanz
Diskrete Simulationspunkte	Fehler in der Zwischenwertinterpolation	Parametrierbar (vgl. Kapitel 5.3 und Kapitel 5.5)

5 Gekoppelt analytisches Modell

Ziel des an die Simulation gekoppelten analytischen Modells ist es, die FE-Simulationen in den Betriebspunkten zu steuern und alle weitergehend relevanten Informationen aus den Simulationsergebnissen zu berechnen. Dies beinhaltet Auswertungen im Grundwellenmodell (vgl. Kapitel 3.3), eine elektromagnetische Verlustleistungsbestimmung und die Bestimmung der Oberschwingungsanteile, vgl. Abbildung 5.1.

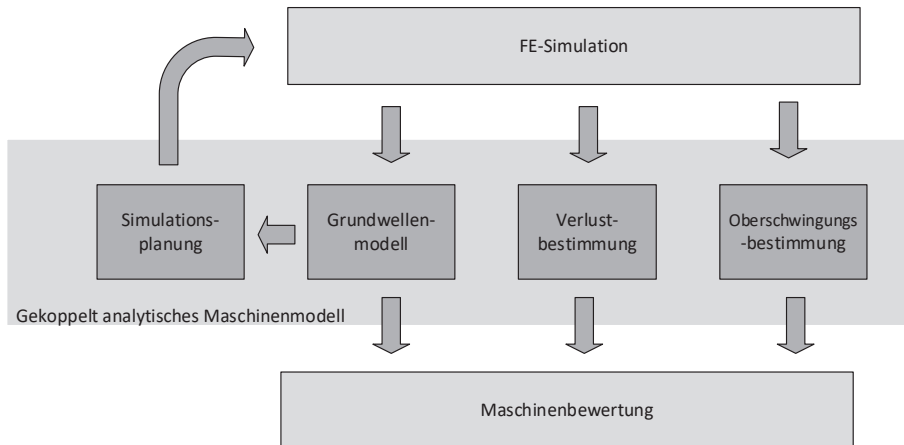


Abbildung 5.1: Gekoppelt analytisches Modell

Im Folgenden wird die Metamodellierung der Flussverkettung detailliert, die für die in Kapitel 5.2 beschriebene Simulationspläne Grundlage ist. Metamodell⁹ und Simulationsplan werden in Kapitel 5.3 bewertet und sind für die Maschinenbewertung im Grundwellenmodell erforderlich. Die Erweiterung des Grundwellenmodells zur Verlustleistungsberechnung und zur Kopplung der Verluste im Ersatzmodell ist in Kapitel 5.4 dargestellt, abschließend erfolgt in Kapitel 5.5 die Erweiterung des Grundwellenmodells um Oberschwingungsanteile.

5.1 Metamodellierung der Flussverkettung

Auf Basis der Maschineninduktivitäten im dq-System $L_d(i_d, i_q)$ und $L_q(i_d, i_q)$ sowie der Permanentmagnetflussverkettung ψ_p , oder äquivalent $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$ lassen sich grundlegende Berechnungen im stationären Grundwellenmodell vornehmen. Im folgen Kapitel 6 wird gezeigt, wie aufbauend eine umfassende Charakterisierung erfolgt. Die Bewertung ist vergleichsweise recheneffizient. Wesentlich rechenzeitdominierend ist die Bestimmung der Kettungskennfelder aus FEM-Simulationen. Diese basieren auf an Stützpunkten in i_d und i_q ausgewerteten FE-Simulationsergebnissen. Zwischenwerte werden

⁹ In dieser Arbeit entspricht die Verwendung des Begriffs Metamodell nicht der Verwendung in der Wirtschaftsinformatik. Das Metamodell stellt hier ein Interpolationsmodell dar.

interpoliert. Die folgenden Abbildungen zeigen ein normiertes Induktivitätskennfeld eines hochausgenutzten Traktionsantrieb im Betriebsbereich der Maschine. Im Betriebsbereich sind die Induktivitäten nicht konstant, sie weisen nichtlineare Sättigungscharakteristiken und Querempfindlichkeiten auf.

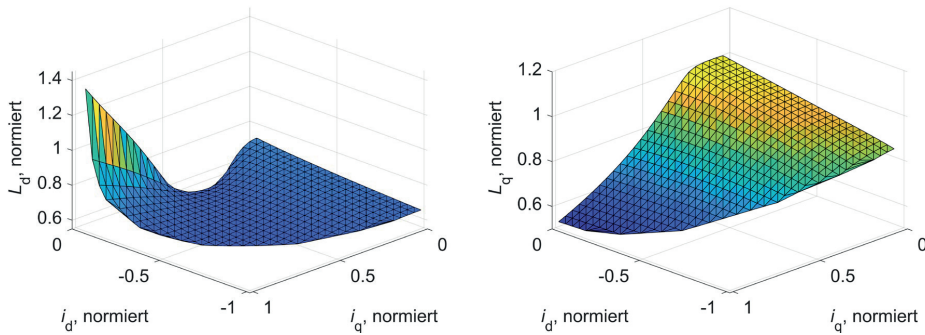


Abbildung 5.2: Induktivitätskennfelder einer Maschine im Betriebsbereich

Zur genauen Kennfeldbeschreibung sind bei stark nichtlinearem Verhalten viele Stützpunkte zur Steigerung der Genauigkeit der Zwischenwertinterpolation notwendig. Damit erhöht die Anzahl der Stützpunkte die Genauigkeit der Maschinenbewertung, vergrößern aber proportional den Berechnungsaufwand innerhalb der FEM. Hier entsteht der Zielkonflikt, den Berechnungsaufwand durch Reduktion von Stützstellen innerhalb der FEM zu reduzieren und dabei trotzdem präzise Modellprognosen der Kennfelder treffen zu können. Dieser Zielkonflikt begleitet dieses und die folgenden Unterkapitel (5.2 Simulationsplanung sowie 5.3 Bewertung von Metamodell und Simulationsplanung).

Im Folgenden wird die Modellbildung, bzw. die Interpolation als vereinfachte Beschreibung der Modellbildung, der Flussverkettungskennfelder ψ_d und ψ_q in Abhängigkeit der Ströme i_d und i_q detailliert. Das Modell, das die Flussverkettungskennfelder beschreibt, wird in dieser Arbeit als Metamodell bezeichnet. Es stellt das Bindeglied zwischen der FEM und der modellbasierten Maschinenbeschreibung dar. Dabei wird das Grundwellenmodell der Maschine benutzt.

Es werden keine Kennfelder der Induktivitäten bestimmt, sondern der Flussverkettungen, da diese keine Definitionslücken für einen Strom von $i = 0$ besitzen und damit für jeden Simulationspunkt in i_d und i_q aus der FEM berechnet werden können. Außerhalb der Definitionslücken der Induktivitätskennfelder sind Flussverkettungen und Induktivitäten ohne Informationsverlust ineinander transformierbar (vgl. Formeln (3.49) und (3.50)).

Die Abhängigkeit vom Rotorwinkel (und damit die Berücksichtigung der Oberschwingungsanteile) entfällt durch eine Mittelwertbildung über alle simulierten Rotorwinkel φ_R .

Damit vereinfachen sich die dreidimensionalen Zusammenhänge in den Metamodellen f auf zweidimensionale, mit f als nicht näher spezifiziertem modellabhängigem Zusammenhang:

$$\psi_d = f(i_d, i_q) \quad (5.1)$$

$$\psi_q = f(i_d, i_q) \quad (5.2)$$

Grundlegendes Ziel ist es, ein Metamodell aufzubauen, dass weder überangepasst ist, im Folgenden bezeichnet als Overfitting, also zu viele erklärende Parameter oder Terme besitzt, noch unterangepasst ist, im Folgenden bezeichnet als Underfitting, also relevantes Verhalten vernachlässigt.

Anforderungen an die Metamodelle zur Abbildung der Flussverkettungskennfelder ist, dass diese keine äquidistanten Stützpunkte in i_d und i_q benötigen. Damit können die Metamodelle mit einer optimierten Simulationsplanung trainiert werden (vgl. Kapitel 5.2). Es werden dabei zwei voneinander unabhängige Metamodelle der Flussverkettung ψ_d und der Flussverkettung ψ_q aufgebaut.

Zur Verallgemeinerung wird im Folgenden von der Modellschätzung $\hat{y}_a$ (respektive $\hat{\psi}_d$ oder $\hat{\psi}_q$) des Metamodells f an der Stelle x_{e1}, x_{e2} (respektive der Ströme i_d, i_q) gesprochen. Das Modell f wird trainiert bzw. gefittet auf die Trainingsdaten $y_T(x_T)$.

$$\hat{y}_a = f(x_{e1}, x_{e2}) \quad (5.3)$$

Stand der Wissenschaft ist eine Beschreibung der Induktivitätskennfelder durch eine Linearisierung der Maschineninduktivitäten [129]. Verbesserte Prognosen erreicht man durch eine bikubische Spline-Interpolation (vgl. [130] oder [131]). Alternativ ist ein Polynommodell der Induktivitäten (bzw. Flussverkettungen) Stand der Technik [132], [133]. Aktuellere Verfahren der Metamodellierung, wie ein umfassender Polynom-Fit, Kriging-Methoden oder Neuronale Netzwerke (vgl. [134] oder [135]) wurden bisher nicht auf die Kennfelder der PMSM angewendet.

Im Folgenden werden sowohl die etablierten Verfahren als auch aktuelle Verfahren der Metamodellierung dargestellt und auf die Flussverkettungskennfelder ψ_d und ψ_q angewendet.

5.1.1 Polynome als Basisfunktion

Ein etablierter Ansatz ist die Modellbildung über eine Polynomfunktion höherer Ordnung. Die Funktion ist im gesamten Gebiet definiert, mit k und i als Koeffizienten bzw. Potenzen, β als Parameter und $n_{p1,2}$ als höchste Ordnung des Polynoms:

$$\hat{y}_a = \sum_{k=0}^{n_{p1}} \sum_{j=0}^{n_{p2}} \beta_{k,j} x_{e1}^k x_{e2}^j \quad (5.4)$$

Mit steigender Ordnung können zunehmend komplexe Kennfelder approximiert werden. Um ein Overfitting zu vermeiden, muss dabei eine Auswahl der relevanten Koeffizienten getroffen werden. Dazu haben sich unterschiedliche Verfahren etabliert, wie die sequentielle Vorwärtsselektion (SFS) oder die sequentielle Rückwärtsselektion (SBS) auf Basis unterschiedlicher Gütekriterien. Weitergehende Informationen zur Parametrierung von Polynomfunktionen (oder allgemeiner Basisfunktionen) zur Kennfeldapproximation finden sich in der Literatur [135] [136].

Zur Modellbildung der Flussverkettung wird ein erstes Polynommodell angenommen, das grundlegenden Effekte, wie die Sättigung und Kreuzkopplung beschreibt, dabei aber eine geringe Anzahl an Koeffizienten besitzt, um ein Overfitting zu vermeiden:

$$\hat{y}_a = \beta_{0,0} + \beta_{1,0} x_{e1} + \beta_{0,1} x_{e2} + \beta_{2,0} x_{e1}^2 \quad (5.5)$$

Für die Beschreibung der Induktivitäten der Maschine muss angenommen werden, dass sich diese nicht exakt als Polynom abbilden lassen, sodass sich Abweichungen zwischen den simulierten Induktivitäten an den Stützstellen der Simulation und dem Polynommodell ergeben. Es ergibt sich ein mittlerer quadratischer Modellfehler $f_{\text{rmsD}}(\hat{y}_a)$ an den Stützpunkten. Die Koeffizienten β werden in einem gradientenbasierten Optimierungsverfahren so bestimmt, dass der mittlere quadratische Modellfehler minimiert wird. Auf das Basismodell aufbauend werden weitere Polynomkoeffizienten in einem SFS Verfahren ergänzt, das das Kriterium K_{SFS} im Optimierungsverfahren minimiert. Um ein Overfitting zu vermeiden, enthält es in Anlehnung an das adjustierte Bestimmtheitsmaß auch einen Term, der die Modellfreiheitsgrade berücksichtigt, mit n_f als Anzahl der Freiheitsgrade (Polynomkoeffizienten) und n_r als Anzahl der Trainingsdaten:

$$K_{\text{SFS}} = \frac{\sum_{j=1}^{n_r} (y_{Tj} - \hat{y}_a(x_{Tj}))^2}{\sum_{j=1}^{n_r} (y_{Tj} - \bar{y}_T)^2} \cdot \frac{n_r - 1}{n_r - n_f} \quad (5.6)$$

Im Folgenden wird beispielhaft der funktionale Zusammenhang f der Flussverkettung ψ_d und ψ_q einer PMSM gezeigt. Das Modell basiert auf $n_r = 25$ Trainingsdaten. Es ergeben sich hier jeweils 9 Modellfreiheitsgrade in β :

$$\begin{aligned} \widehat{\psi}_d = & \beta_{d,0,0} + \beta_{d,1,0} i_d^1 + \beta_{d,0,1} i_q^1 + \beta_{d,2,0} i_d^2 + \beta_{d,1,1} i_d^1 i_q^1 + \beta_{d,1,2} i_d^1 i_q^2 + \beta_{d,0,3} i_q^3 \\ & + \beta_{d,1,3} i_d^1 i_q^3 + \beta_{d,0,5} i_q^5 + \beta_{d,5,1} i_d^5 i_q^1 + \beta_{d,0,6} i_q^6 \end{aligned} \quad (5.7)$$

$$\begin{aligned} \widehat{\psi}_q = & \beta_{q,0,0} + \beta_{q,1,0} i_d^1 + \beta_{q,0,1} i_q^1 + \beta_{q,0,2} i_q^2 + \beta_{q,0,4} i_q^4 + \beta_{q,4,1} i_d^4 i_q^1 + \beta_{q,1,4} i_d^1 i_q^4 \\ & + \beta_{q,4,2} i_d^4 i_q^2 + \beta_{q,2,4} i_d^2 i_q^4 \end{aligned} \quad (5.8)$$

Für eine erweiterte Simulationsgrundlage mit $n_r = 50$ Trainingsdaten ergeben sich funktionale Zusammenhänge mit je 16 Freiheitsgraden in β . Die Analyse der zugrundeliegenden Polynomfunktionen ist insbesondere auch für das Universal Kriging (vgl. Kapitel 5.1.3) sowie die D-optimale Versuchsplanung (vgl. Kapitel 5.2.3) von Relevanz.

Nach der Bestimmung der relevanten Koeffizienten $\beta_{k,i}$ bietet der Modellansatz eine sehr schnelle und effiziente Modellauswertung. Die mathematische Funktion des Metamodells ist stetig differenzierbar und damit gut geeignet für weitere gradientenbasierte Berechnungsverfahren. Weitere Auswertungen können analytisch erfolgen, numerische Näherungen oder Diskretisierungen können entfallen.

Der wesentliche Nachteil von Polynomfunktionen als Metamodell ist, dass entweder mit $n_r = n_f$ ein ausgeprägtes Overfitting stattfindet, oder aber an den Stützpunkten eine Modellabweichung gegenüber den Trainingsdaten verbleibt. Diese Modellabweichung ist insbesondere dann nicht gewollt, wenn die zugrundeliegende Simulation als exakt angenommen wird.

5.1.2 Spline-Interpolation

Zur Metamodellierung sind Spline-Interpolationen Stand der Technik, insbesondere lineare und kubische. [135] [137] [138] Die Spline-Interpolation teilt das Gebiet in mehrere Bereiche ein, in denen jeweils die funktionalen Zusammenhänge durch Polynomfunktionen beschrieben werden. Im Folgenden werden zweidimensionale Splines beschrieben.

Erster Schritt der Interpolation ist die Definition von Teilbereichen, in denen jeweils die einzelnen Funktionen definiert sind. Grundlage im 2D-Raum ist dafür oft die Delaunay Triangulierung, die basierend auf den Trainingsdaten ein Dreiecksnetz erstellt. Der funktionale Zusammenhang in den einzelnen Gebieten (hier Dreieckselementen) kann durch lineare Splines beschrieben werden, mit $f_{s,j,q}$ als Funktion mit dem Gebietsindex j,q und $a_{k,i}^{j,q}$ als Koeffizient:

$$\hat{y}_a = f_{s,j,q}(x_e) = a_{0,0}^{j,q} + a_{1,0}^{j,q}x_{e1} + a_{0,1}^{j,q}x_{e2} \quad (5.9)$$

Diese linearen Splines definieren Ebenen im x_1, x_2 Raum. Die Forderung, dass die einzelnen Spline Funktionen jeweils durch die Trainingsdaten der entsprechenden Delaunay-Dreiecke verlaufen, definiert eindeutig die Koeffizienten $a_{k,l}^{j,q}$.

Splinefunktionen höherer Ordnung fordern Stetigkeit in den Ableitungen. Kubische Splines sind zweimal stetig differenzierbar. Damit ergibt sich die Funktionsbeschreibung:

$$\hat{y}_a = f_{s,j,q}(x_e) = \sum_{k=0}^{3-l} \sum_{l=0}^{3-k} a_{k,l}^{j,q} x_{e1}^k x_{e2}^l \quad (5.10)$$

Die Koeffizienten $a_{k,l}^{j,q}$ können eindeutig bestimmt werden, unter den Forderungen, dass die Spline-Funktionen durch die Trainingsdaten verlaufen, an den Funktionsübergängen C^1 stetig sind und sich an den äußeren Rändern der Delaunay-Dreiecke die zweite Ableitung zu null

ergibt. Höhere Polynomordnungen werden selten verwendet, da diese zum Überspringen neigen.

Wesentlicher Vorteil der Spline-Interpolation gegenüber den Polynommodellen ist, dass für Simulationen, die als fehlerfrei angenommen werden, sich kein zusätzlicher Interpolationsfehler an den Stützstellen durch das Verfahren ergibt. Zudem sind die auftretenden Polynomordnungen gering, sodass das Risiko eines Overfittings reduziert ist.

5.1.3 Kriging-Verfahren

Das Kriging-Verfahren, oder allgemeiner die Gaußprozess-Regression, ist ein Verfahren, ursprünglich aus der Geostatik, das Messwerte in einem Gaußschen Prozess interpoliert, der durch die Modellvarianz definiert wird. Die grundlegende Modellannahme innerhalb der Interpolation, ist die Annahme eines linearen erwartungstreuen Schätzers, der Interpolationswert ergibt sich aus dem gewichteten Durchschnitt der Stützpunkte. (vgl. [135], [139] oder [140])

Grundlage des Kriging-Verfahrens ist ein Variogramm $2\gamma(r)$, das die quadratische Abweichung zwischen zwei Punkten bestimmt. Die Berechnung des Variogramms basiert hier auf Grundlage von n_r Trainingsdaten $y_T(x_T)$, die den Abstand r zueinander haben.

$$2\gamma(r) = \frac{1}{n_r} \sum_{j=1}^{n_r} \left(y_{Tj} - y_T(x_T + r) \right)^2 \quad (5.11)$$

Weitergehend wird ein allgemeiner funktionaler Zusammenhang auf das empirische Variogramm gefittet. Die gewählte Gauß-Funktion ist für das Kriging Verfahren von essentieller Bedeutung, da sie die Grundlage für die aufbauenden Inter- und Extrapolationen bildet. Aus ihr werden in einem *BLUE* (Best Linear Unbiased Estimator) Verfahren, die Koeffizienten $\lambda_a(x_j)$ bestimmt, aus denen sich die Modellschätzung als Linearkombination ergibt. Weitere Informationen zur Bestimmung der Koeffizienten befinden sich im Anhang in Kapitel 9.2. Es ergibt sich die Modellschätzung im Ordinary Kriging:

$$\hat{y}_a(x_e) = \sum_{j=1}^{n_r} \lambda_{aj}(x_e) \cdot y_{Tj} \quad (5.12)$$

Dieses Verfahren ist so noch nicht geeignet, um die Flussverkettungskennfelder zu beschreiben, da es einen konstanten Mittelwert im gesamten Modellierungsgebiet annimmt, die Flussverkettungskennfelder sich aber in erster Näherung linear verhalten. Zur Anwendung kommt deshalb das Universal Kriging¹⁰, das das Ordinary Kriging erweitert und den Erwartungswert modelliert. Der Erwartungswert $\mu_E(x_e)$ ergibt sich aus $n_b + 1$ zuvor definierten

¹⁰ Für ein Induktivitätskennfeld bietet sich abweichend auch ein Ordinary Kriging Verfahren an, mit Annahme eines konstanten Erwartungswerts.

Basisfunktionen $f_k(x_e)$, die die grundlegenden Modellzusammenhänge beschreiben und mit dem Parameter β_k gewichtet werden. β_k wird parallel geschätzt. Als Funktion $f_k(x_e)$ eignen sich dabei insbesondere auch Polynomfunktionen, wie in Kapitel 5.1.1 beschrieben.

$$\mu_E(x_e) = \sum_{k=0}^{n_b} \beta_k f_k(x_e) \quad (5.13)$$

Für die Modellschätzung ergibt sich:

$$\hat{y}_a(x_e) = \sum_{k=0}^{n_b} \beta_k f_k(x_e) + \sum_{j=1}^{n_r} \lambda_{aj}(x_e) y_{Tj} \quad (5.14)$$

Basierend auf der a priori Modellkenntnis kann für die untersuchten Flussverkettungskennfelder nachgewiesen werden, dass für eine Simulationsplanung mit vergleichsweise wenigen Stützpunkten ($n_r < 30$) ein einfacher linearer Zusammenhang zum Abbilden des Erwartungswerts $\mu_E(x)$ ausreichend ist. Für Simulationsplanungen mit vergleichsweise vielen Trainingsdaten verbesserte sich die Modellschätzung mit Verwendung von quadratischen Funktionen (vgl. Formel (5.5)).

Tabelle 5.1: Basisfunktionen im universal Kriging

n_r	25	25	50	50
$f_k(x)$	linear	quadratisch	linear	quadratisch
$f_{\text{rmsD}}(\psi_d)$	0,28	0,52	0,024	0,016
$f_{\text{rmsD}}(\psi_q)$	0,35	1,04	0,128	0,052

Eine weitergehende Bewertung des Verfahrens, in Abhängigkeit der Anzahl und der Verteilung der Stützpunkte, folgt in Kapitel 5.3.

5.1.4 Neuronale Netze

Künstliche neuronale Netze werden zur Modellbildung verwendet und sind potentiell geeignet, Flussverkettungskennfelder zu beschreiben. Vorteilhaft an neuronalen Netzen ist, dass sich diese flexibel an unterschiedliche nichtlineare Kennfelder anpassen. Über ein- und zweischichtige Feedforward Netze lassen sich Riemann-integrierbare Funktionen approximieren. Dies ist immer dann der Fall, wenn die Funktion beschränkt und im gegebenen Bereich stetig ist. Es sind keine Unstetigkeit und keine Unbeschränktheit in den sättigungsabhängigen Flussverkettungskennfeldern von permanenterregten Synchronmaschinen zu erwarten, damit sind diese mit neuronalen Netzen approximierbar.

Die prinzipielle Funktion eines solchen Netzwerks wird in folgender Abbildung an einem einfachen Feedforward-Netzwerk mit zwei Eingängen, einer versteckten Ebene mit zwei

Neuronen und einem Ausgang detailliert. Jedes Neuron j hat darin die Freiheitsgrade $b(k, n_{k-1}, j)$, mit k als Ebene des Neurons und n_{k-1} als Anzahl der Neuronen in der Ebene $k - 1$, $f_s(k, j)$ stellt die Summe der mit b gewichteten Eingänge dar. Die Aktivierung des Neurons ergibt sich aus der Aktivierungsfunktion $f_a(f_s)$.

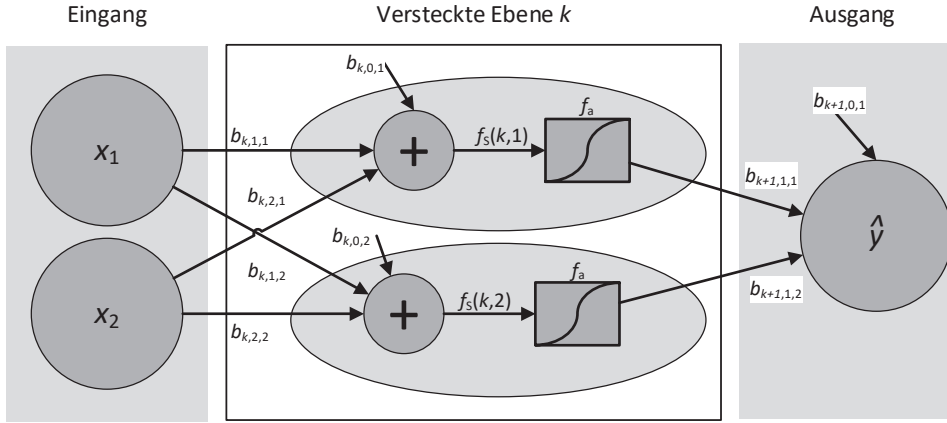


Abbildung 5.3: Einschichtiges Feedforward-Netz mit zwei Neuronen

In der Literatur haben sich dabei unterschiedliche Aktivierungsfunktionen etabliert. Hier verwendet wird die Sigmoidfunktion:

$$f_a(f_s) = \frac{1}{1 + e^{-f_s}} \quad (5.15)$$

Die Freiheitsgrade des neuronalen Netzwerks werden in einem Trainingsverfahren auf die zur Verfügung stehenden Stützpunkte gefittet. Angewendet wird ein Fehlerrückführungsverfahren, bei dem der quadratische Modellfehler der Trainingsdaten minimiert wird. Allgemein gilt, dass Modelle mit weniger Freiheitsgraden als Trainingsdaten vorzuziehen sind, um ein Overfitting zu vermeiden. Ein Underfitting hingegen generiert vermeidbare Abweichungen. Die Freiheitsgrade von einschichtigen Feedforward-Netzwerken ergeben sich aus der Anzahl der Neuronen in der Eingangsebene n_e , der Anzahl der Neuronen in der versteckten Ebene n_k und der Anzahl der Neuronen in der Ausgangsebene n_a . Für ein neuronales Feedforward-Netzwerk mit einer versteckten Ebene ergeben sich die Freiheitsgrade n_f :

$$n_f = n_k(n_e + 1) + n_a(n_k + 1) \quad (5.16)$$

Weitere Informationen zu künstlichen neuronalen Netzwerken finden sich in der einschlägigen Literatur, zum Beispiel in [135], [141] oder [142].

Zur Modellbildung der Flussverkettungskennfelder von PMSM wurden unterschiedliche Feedforward-Netze untersucht. Dazu zählen Feedforward-Netze mit einer und zwei versteckten Ebenen, Netze die gleichzeitig die Ausgänge ψ_d und ψ_q in einem Modell abbilden, jeweils unabhängige Modelle für ψ_d und ψ_q sowie jeweils Modelle mit unterschiedlicher Anzahl an

versteckten Neuronen. Es zeigt sich, dass sich innerhalb der Anforderungen der Werkzeugketten hinsichtlich Modelltrainingszeit¹¹, Modellgenauigkeit und Modellflexibilität einschichtige Netze mit adaptiver Anzahl an versteckten Neuronen gut eignen. Diese werden unabhängig voneinander für ψ_d und ψ_q aufgebaut. Die Anzahl der versteckten Neuronen ist allgemein von hoher Relevanz und spezifisch für die Maschine und den Versuchsplan anzupassen. In der folgenden Tabelle ist exemplarisch dargestellt, wie sich der mittlere quadratische Modellfehler über die Anzahl der Neuronen in zwei einschichtigen Feedforward Netzwerken verhält, auf Grundlage eines Datensatzes von 25 Trainingsdaten.

Tabelle 5.2: Modellfehler in Abhängigkeit der Neuronenanzahl

Anzahl versteckter Neuronen	2	3	4	5
Freiheitsgrade (insgesamt)	9	13	17	21
$f_{\text{rmsd}}(\psi_d)$	1,898	0,169	0,174	0,190
$f_{\text{rmsd}}(\psi_q)$	1,130	0,412	0,076	0,133

Auf Basis der Ergebnisse in Tabelle 5.2, werden 4 versteckte Neuronen bei dem gegebenen Versuchsplan mit 25 Stützpunkten empfohlen. Deutlich weniger Neuronen führen zu einem Unterfitting, deutlich mehr Neuronen zu einem Overfitting. Die Modellfehlerbestimmung wird in Kapitel 5.3 detailliert.

5.2 Simulationsplanung

Trainingsdaten für die Metamodelle sind die aus der FEM Software gewonnenen Daten zu den Flussverkettungen $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$, die an ausgewählten Stützpunkten als zwei Tupel (i_d, i_q) , in der FEM berechnet werden. Grundsätzliches Ziel der Simulationsplanung ist es dabei, mit minimierter Anzahl an Stützpunkten eine möglichst gute Modellprognose über die Kennfelder im gesamten Betriebsbereich zu ermöglichen. Dazu werden zunächst der relevante Betriebsbereich der Maschine charakterisiert und anschließend unterschiedliche Simulationspläne zur Auswahl der Stützpunkte (i_d, i_q) beschrieben.

Der kurzzeitig ansteuerbare Betriebsbereich wird im Wesentlichen durch die Bemessungsstromgrenze $i_{\text{max},S3}$ bestimmt, die meist durch den Maschinenumrichter oder die Fahrzeugbatterie begrenzt wird. Die entstehenden Verluste stellen dabei i.d.R. eine thermische Überlast der Maschine dar, die von der Maschine kurzzeitig gestellt werden kann. Die Stromgrenze im Dauerbetrieb der Maschine ist reduziert (Stromgrenze $i_{\text{max},S1}$). Der Betrieb der Maschine mit positivem i_d ist prinzipiell möglich, führt jedoch zu einem verringerten

¹¹ Die Modelltrainingszeit wurde untersucht, ist aber gegenüber der Berechnungszeit der FE-Modelle innerhalb der Werkzeugkette vernachlässigbar.

Drehmoment und einer erhöhten Klemmenspannung und wird deshalb in keiner Fahrsituation aktiv vom Umrichter gestellt.

Unter Einhaltung der Betriebsstromgrenzen der Maschine ergibt sich der Betriebsbereich als kreisförmig. Der motorische Betriebsbereich ist in der folgenden Abbildung in grau dargestellt, der generatorische Betriebsbereich ist schraffiert.

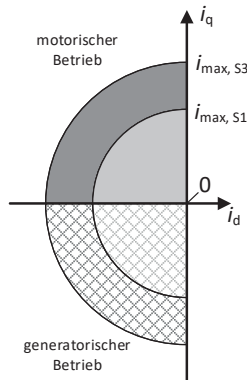


Abbildung 5.4: Betriebsbereich der PMSM

Bei üblichen Serienantrieben liegt zudem eine geometrische Symmetrie im Aufbau vom Stator und Rotor vor. Damit ergibt sich:

$$\psi_d(i_d, i_q) = \psi_d(i_d, -i_q) \quad (5.17)$$

$$\psi_q(i_d, i_q) = -\psi_q(i_d, -i_q) \quad (5.18)$$

Somit entfällt die Notwendigkeit, den generatorischen Betriebsbereich innerhalb der FEM zu simulieren. Er kann vollständig aus dem motorischen Betriebsbereich abgeleitet werden. Der für den Maschinenbetrieb zu charakterisierende Betriebsbereich ergibt sich damit als Viertelkreis im zweiten Quadranten des dq-Systems. In diesem müssen die Maschinenkennfelder beschrieben werden und entsprechend die Simulationsstützpunkte für die Metamodellierung verteilt werden.

Der Stand der Wissenschaft zur Bestimmung der Maschinenkennfelder beschränkt sich im Wesentlichen auf regelmäßige orthogonale Versuchspläne (vgl. [130] oder [132]). Neben regelmäßigen Rastern werden in dieser Arbeit vernetzte Simulationspläne, D-optimale Simulationspläne und iterative Pläne vorgestellt. Stochastische Versuchspläne (wie Latin Hypercube Sampling) wurden untersucht, zeigten aber eine keine Verbesserung gegenüber etablierten regelmäßigen Rastern und werden hier nicht betrachtet. Gezeigt werden zwei Detaillierungsgrade von Simulationsplänen, im Bereich von 25 und 50 Stützpunkten.

5.2.1 Orthogonale Simulationspläne

Etablierter Standard zum Aufbau der Metamodelle ist die Simulation in einem regelmäßigen Raster über i_d und i_q . Über den Rasterabstand wird direkt die Anzahl der Simulationsstützpunkte und damit Rechenzeit und Genauigkeit des Metamodells gesteuert. Die Anzahl der Arbeitspunkte wird im Kompromiss zwischen Simulationsgenauigkeit und Rechenaufwand gewählt. Es ergeben sich folgende Simulationspläne:

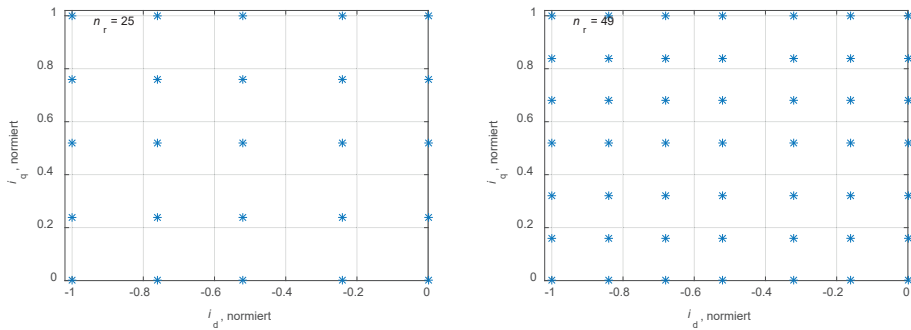


Abbildung 5.5: Orthogonale Simulationspläne

5.2.2 Simulationspläne als vernetzter Betriebsbereich

Es ist offensichtlich, dass einige Simulationspunkte in orthogonalen Testfeldern mit $\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \gg i_{\max}$ außerhalb des Betriebsbereichs der Maschine liegen und für die Modellgenauigkeit damit irrelevant sind. Folglich liefern orthogonale Testfelder entweder Stützpunkte mit geringer Relevanz für das Betriebsverhalten, oder beinhalten nicht den gesamten Betriebsbereich.

Das Problem, Stützpunkte in einem hier viertelkreisförmigen Betriebsbereich möglichst gleichverteilt zu platzieren ist ein typisches Problem der Vernetzung innerhalb der FEM. Die Vernetzung eines Viertelkreises liefert mit den Knotenpunkten eine Stützpunktverteilung. Diese wird über die Vernetzungsparameter der maximalen Elementgröße in der FEM-Software so justiert, dass die gewünschte Anzahl an Stützpunkten erreicht wird. Etablierte Netzelemente der FE-Software sind allgemein Dreieckselemente und Viereckselemente (vgl. Kapitel 4.2). Aus den Knotenpunkten der Vernetzung resultieren die im folgenden dargestellten Versuchspläne:

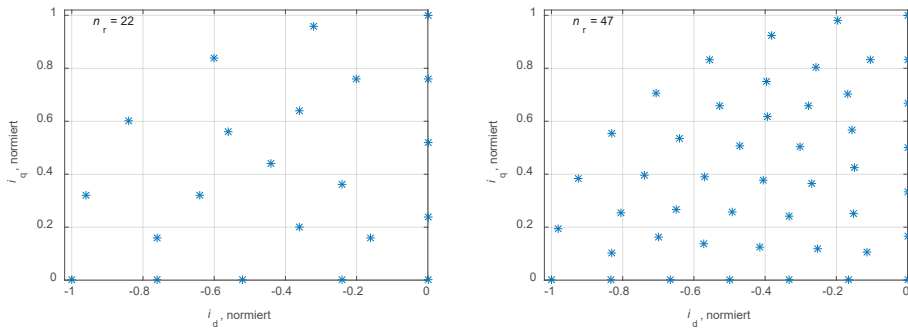


Abbildung 5.6: Triangular vernetzte Simulationspläne

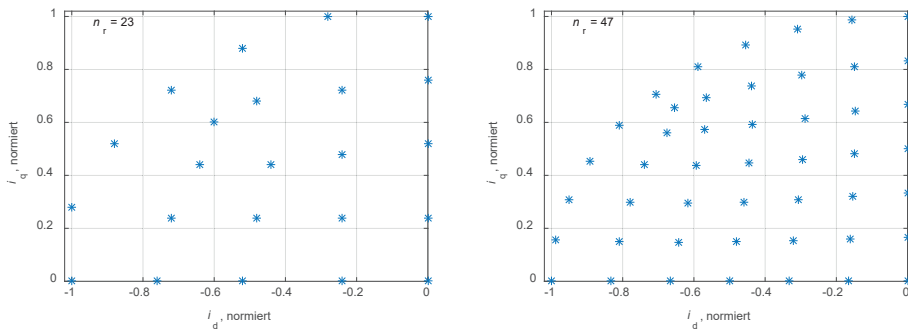


Abbildung 5.7: Quadrilateral vernetzte Simulationspläne

5.2.3 D-optimale Simulationsplanung

Der Ansatz von etablierten, standardisierten Versuchsplänen (z.B. Central-Composite Design o.a.) scheitert wesentlich an den komplexen Modellzusammenhängen und den durch die Stromgrenze viertelkreisförmig eingeschränkten Betriebsbereich. Deshalb bietet es sich an, einen für den gewählten Modellansatz und den zulässigen Betriebsbereich optimalen Versuchsplan abzuleiten. Basierend auf einer linearen Modellannahme wird eine D-optimale Simulationsplanung aufgebaut. Mit $\hat{y}_a$ als Vektor der Simulationsergebnisse, $\mathbf{X}_r$ als Regressormatrix und ϵ als Modellfehler ergibt sich das lineare Regressionsmodell. Der Aufbau der Regressormatrix ist in der Anlage (Kapitel 9.3) detailliert.

$$\hat{y}_a = \mathbf{X}_r \vec{\beta} + \epsilon \quad (5.19)$$

Für die unbekannten Koeffizienten β der linearen Modellannahme gilt mit $(\mathbf{X}_r^T \mathbf{X}_r)$ als Informationsmatrix:

$$\vec{\beta} = (\mathbf{X}_r^T \mathbf{X}_r)^{-1} \mathbf{X}_r^T \hat{y}_a \quad (5.20)$$

Innerhalb der D-optimalen Versuchsplanung wird die Determinante der inversen Informationsmatrix minimiert, dies entspricht einer Maximierung der Determinante der

Informationsmatrix. Damit einher geht, dass die Unsicherheit über die Modellkoeffizienten $\vec{\beta}$ minimiert wird. Für die Flussverkettungskennfelder wird ein Polynommodell zugrunde gelegt, das in einem SFS-Verfahren hergeleitet wurde (vgl. Kapitel 5.1.1), für 25 Stützpunkte ist dies in Formel (5.7) dargestellt. Ausgehend von einem initial vernetzten Versuchsplan (vgl. Abbildung 5.6) werden in einem iterativen Tauschprozess Simulationspunkte bestimmt, die die Determinante der Informationsmatrix schrittweise maximieren. Damit wird nicht zwangsläufig der global beste D-optimale Plan generiert, relativ zum Ausgangsplan wird der Plan aber verbessert und mindestens ein lokales Minimum des D-Kriteriums gefunden. Die sich ergebenden Pläne sind in der folgenden Abbildung dargestellt.

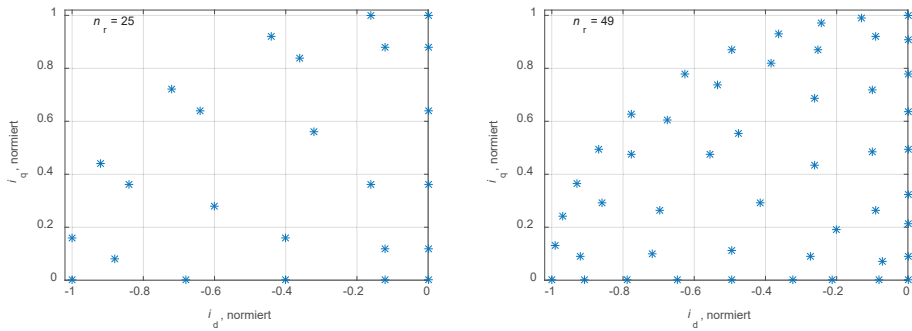


Abbildung 5.8: D-optimale Simulationspläne

Es zeigt sich, dass D-optimale Pläne gegenüber z.B. den zuvor gezeigten vernetzten Plänen, die Simulationspunkte näher an die Randgebiete des Betriebsbereichs verschieben. Dieses Verhalten ist grundsätzlich zu erwarten, D-optimale Versuchspläne verwenden den gesamten Planbereich, mit Schwerpunkt auf dem Gebietsrand (vgl. [143]).

5.2.4 Iterative Simulationsplanung

Die vorherigen Versuchspläne bestimmen einen vollständigen Versuchsplan vor Beginn der Simulation. Ein alternativer Ansatz ist es, zur Simulationslaufzeit den Versuchsplan zu erweitern und an die Ergebnisse der bereits abgeschlossenen Teilsimulation anzupassen. Die ersten Simulationsstellen des iterativen Verfahrens sind äquidistante Stützpunkte an den Rändern des Simulationsgebiets. Die Flussverkettungen werden bestimmt und darauf aufbauend ein erstes Metamodell abgeleitet. Innerhalb eines zyklischen Prozesses wird anschließend die Modellgenauigkeit des Metamodells im Betriebsbereich geschätzt. In Bereichen mit geringer Modellgenauigkeit werden in aufbauenden FE-Simulationen weitere Stützpunkte berechnet und die Flussverkettungen ausgewertet. Das Metamodell wird mit den zusätzlich gewonnenen Informationen neu aufgebaut. Anschließend wird erneut die Modellgenauigkeit im Betriebsbereich bestimmt. Dieser Prozess wird iterativ solange wiederholt, bis die gewünschte

Genauigkeit im gesamten Betriebsbereich oder die parametrisierte maximale Anzahl an Stützpunkten erreicht ist. Der so entstehende Versuchsplan ist dabei für jede charakterisierte Maschine anders. Wesentlicher Nachteil ist, dass der iterative Prozess parallele Berechnungen in der FEM einschränkt.

Herausforderung des Prozesses ist, die Modellgenauigkeit zu bestimmen, ein Maß für die zu erwartenden Abweichung zwischen Metamodell und nicht vorhandener Simulation an jedem beliebigen Punkt innerhalb des Betriebskennfeldes. Im Folgenden werden dazu zwei Kriterien eingeführt. Das erste basiert auf Delaunay-Triangulationen und ist an [144] angelehnt, das zweite verwendet ein Variogramm und die Unstetigkeit des Metamodells.

Zwischen den vorhandenen Stützpunkten werden Delaunay-Dreiecke aufgespannt (entspricht einer Vernetzung des Gebiets mit Dreieckselementen). Grundlegende Annahme ist, dass die maximal zu erwartenden Abweichungen in den Mittelpunkten der Dreiecke auftreten. In jedem Dreiecksmittelpunkt wird anschließend aus den Gradienten, der an den drei Kanten anschließenden Dreiecke, ein Prognosewert der Flussverkettung linear interpoliert (blaue Strichpunktlinien in der folgenden Abbildung).

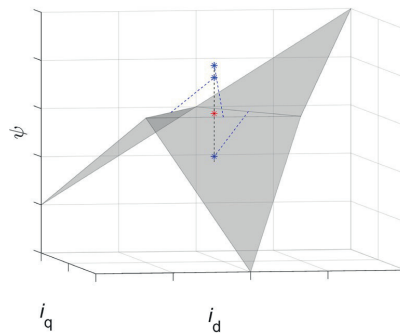


Abbildung 5.9: Iterative Versuchsplanbestimmung

Damit können im Dreiecksmittelpunkt drei linear interpolierte Flussverkettungen (blauer Stern in der Abbildung) und eine vierte auf der Delaunay-Fläche (roter Stern) berechnet werden. Die Varianz der vier Flussverkettungen an jedem Dreiecksmittelpunkt wird als Maß für die Modellgenauigkeit verwendet. In linearen Bereichen des Modells wird sie klein. Zudem besteht eine Relation zur Flächengröße der Delaunay-Dreiecke, in nichtlinearen Bereichen mit großer Dreiecksfläche ist sie größer als in identischen Gebieten kleiner Dreiecksfläche.

In der folgenden Abbildung sind iterativ entstandene Versuchspläne dargestellt. Die blauen Sterne stellen die final berechneten Stützpunkte dar. Initial vorgegeben wurden äquidistante Stützpunkte an den Rändern des Betriebsbereichs. Die roten Kreise stellen die Punkte dar, an denen die Varianz der Flussverkettung $Var(\psi)$ aus den umgebenen Delaunay Dreiecken final

geschätzt wird. Die Farben der Dreiecke stellen diese normierte Varianz dar. In weiteren iterativen Schritten könnten an den Stellen hoher Varianz weitere Simulationen folgen.

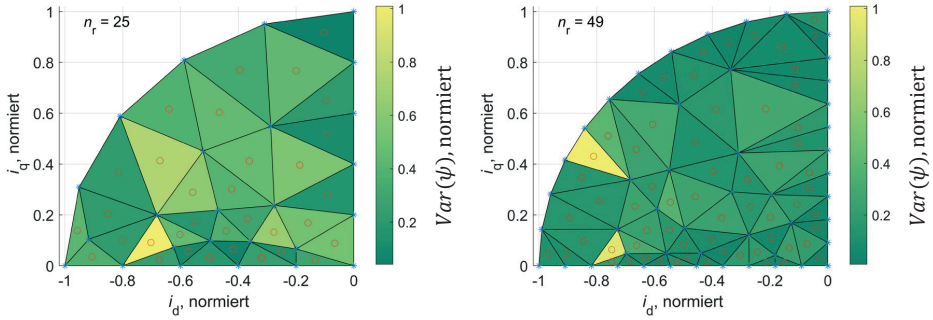


Abbildung 5.10: Iterativ triangulierter Versuchsplan

Dieses Verfahren ist geeignet, um bestehende Simulationspläne zyklisch an kritischen, nichtlinearen Stellen zu verbessern. Allgemein weist es jedoch zwei Nachteile auf. Prinzipbedingt kann es nicht den Rand des Betriebsbereichs feiner vernetzen, sodass es zu schlecht konditionierten Delaunay-Dreiecken und damit verbunden einer lokalen Konzentration von Stützpunkten kommen kann. Darüber hinaus basiert es auf einer vollständig linearen Modellannahme, die im Allgemeinen nur in Näherung zutrifft, eine Berücksichtigung des zugrundeliegenden Metamodells erfolgt nicht.

Eine Verbesserung des Verfahrens lässt sich durch ein abweichendes Kriterium der prognostizierten Modellgenauigkeit erreichen, das im gesamten Betriebsbereich ausgewertet wird und das Metamodell berücksichtigt. Dies soll einerseits den Abstand zu umliegenden Stützpunkten und andererseits die Nichtlinearität im Metamodell berücksichtigen.

In Kapitel 5.1.3 wurde ein Variogramm für den Betriebsbereich bestimmt. Dies stellt die zu erwartende Varianz im Betriebsbereich dar und basiert wesentlich auf den Abständen der Stützpunkte zueinander. Damit beschreibt es also insbesondere die zu erwartenden Modellungenauigkeiten in Abhängigkeit vom Abstand der umgebenen Stützpunkte. Weitergehend soll das verwendete Metamodell der Flussverkettung berücksichtigt werden. Bereiche geringer Krümmung sollen geringer gewichtet werden, als nichtlineare Bereiche. Dazu wird die Divergenz des Gradientenfeldes ($\vec{\nabla} \cdot \vec{\nabla} y$) berechnet, die die Krümmung der Modellprognose des Flussverkettungsfeldes beschreibt.

Die Kombination von normierter Varianz und normierter Divergenz des Gradientenfeldes definiert das neue Modellgütekriterium K_{sp} , das sich im gesamten Definitionsgebiet des Metamodells auswerten lässt.

$$K_{sp} = \frac{\gamma}{\text{norm}(\gamma)} \frac{|\vec{\nabla} \cdot \vec{\nabla} y|}{\text{norm}(\vec{\nabla} \cdot \vec{\nabla} y)} \quad (5.21)$$

In einem Prozess, bestehend aus initialem Simulationsplan und iterativer Modellbildung, Bestimmung der Kriteriums K_{sp} sowie Simulation an der Stelle des höchsten K_{sp} , entsteht so schrittweise der in der folgenden Abbildung gezeigte Simulationsplan. Farblich ist das zugehörige Gütekriterium K_{sp} dargestellt, die roten Stützpunkte entsprechen den initial vorgegebenen.

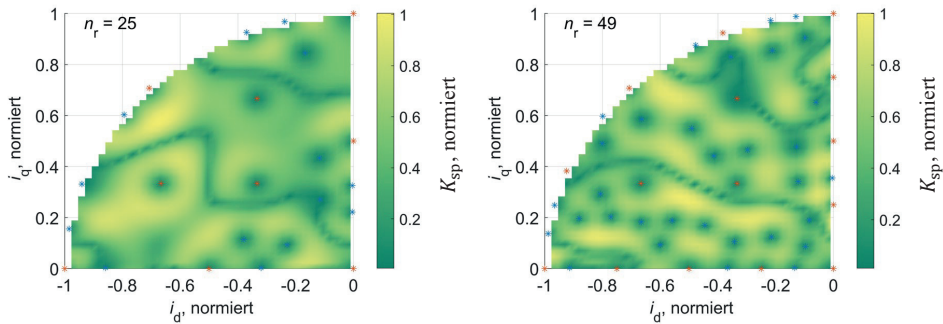


Abbildung 5.11: Iterative Versuchspläne

5.3 Bewertung von Metamodell und Simulationsplanung

In den zwei vorangegangenen Kapiteln wurden unterschiedliche Metamodelle und Simulationsplanungen beschrieben, die grundsätzlich geeignet sind, in Kombination das Betriebsverhalten der Maschine über die Flussverkettungsfelder im gesamten Betriebsbereich zu beschreiben. Im Folgenden wird die Kombination aus Simulationsplan und dem darauf aufbauenden Metamodell bewertet.

Zunächst wird dazu in Kapitel 5.3.1 auf a priori Wissen zurückgegriffen. Das heißt es sind weitreichende Informationen zu den Flussverkettungskennfeldern vorhanden, die mit den Modellprognosen abgeglichen werden können. Das a priori Wissen resultiert im Folgenden aus einer FE-Simulation, die in kleinen Abtastschritten in i_d und i_q die Flussverkettung ψ_{ref} auswertet und so den Betriebsbereich der Maschine charakterisiert. Die Simulation besteht aus $n_t = 800$ Stützstellen in (i_d, i_q) .

In Kapitel 5.3.2 wird anschließend das Verfahren der Kreuzvalidierung dargestellt, das es ermöglicht, die Genauigkeit der Modellprognosen zu schätzen, ohne weitere Informationen über das Flussverkettungskennfeld zu besitzen. Die Bewertung der Modellprognose basiert hier ausschließlich auf den Stützpunkten, die dem Metamodell zur Verfügung stehen. Abschließend wird in Kapitel 5.3.3 die Anzahl der notwendigen Stützpunkte für den Bewertungsprozess innerhalb der Werkzeugkette evaluiert.

5.3.1 Bewertung basierend auf a priori Wissen

Die Bewertung, basierend auf a priori Wissen, bietet sich insbesondere dann an, wenn eine Referenzmaschine mehrfach optimiert wird und von der Referenzmaschine geringfügige Änderungen in den Optimierungen zu erwarten sind. Basierend auf der Referenzmaschine kann einmalig eine umfassende Bewertung basierend auf umfangreichen, detaillierten Simulationsplänen und damit einmalig rechenzeitintensiven FE-Simulationen vorgenommen werden, sodass a priori Wissen zu den zu erwartenden Flussverkettungskennfeldern zu der Referenzmaschine und den daraus abgeleiteten optimierten Maschinen vorhanden ist. Anschließend kann für die Referenzmaschine ein reduzierter Simulationsplan abgeleitet werden und ein gut passendes Metamodell gewählt werden. Für alle daraus abgeleiteten optimierten Maschinen, wird angenommen, dass sich Metamodell und Simulationsplan ähnlich zu dem der Referenzmaschine verhalten, also eine vergleichbare Modellgenauigkeit mit dem reduzierten Modell erreicht wird.

In der folgenden Bewertung basiert das Metamodell der Flussverkettung auf einer kleinen Teilmenge des a priori Wissens (der zuvor simulierten Stützpunkte). Die Teilmenge wird anhand der zuvor beschriebenen Simulationspläne ausgewählt. An jedem der übrigen, nicht im Modell verwendeten Stützpunkte, kann nun die Prognose der Metamodelle $\hat{\psi}$ gegen die exakte Simulation ψ_{ref} verglichen werden.

Dabei wird der normierte mittlere quadratische Fehler f_{rmsD} zwischen den Metamodellen sowie der FE-Simulation bestimmt. ψ_d und ψ_q werden unabhängig voneinander ausgewertet, basierend auf zwei unabhängigen Metamodellen, aber demselben Versuchsplan. Damit ergibt sich die in den drei folgenden Tabellen dargestellte Ergebnismatrix, zwischen Versuchsplan und Metamodell. Dargestelltes Ergebnis ist der mittlere quadratische Modellfehler von ψ_d und ψ_q . Für Simulationspläne mit ca. 25 Stützpunkten ergeben sich folgenden Modellfehler, rot hinterlegt sind schlechte Kombinationen von Simulationsplan und Metamodell, grün dargestellt sind gute Kombinationen (mit entsprechend vergleichsweise geringem Modellfehler).

Tabelle 5.3: Bewertung von Modellen und Simulationsplan

Simulationsplan	orthogonal	triangular vernetzt	quadrilateral vernetzt	D-optimal
n_r	25	22	23	25
Spline (linear)	1,43 %	1,16 %	1,16 %	1,82 %
Spline (kubisch)	1,48 %	1,24 %	1,18 %	1,73 %
Polynom	0,93 %	1,00 %	1,63 %	0,73 %
Kriging	0,58 %	0,92 %	0,78 %	1,02 %
Neuronales Netz	0,41 %	0,57 %	0,55 %	0,34 %

Zur Reduktion der Rechenzeit kann es notwendig sein, die Anzahl der Stützpunkte zu reduzieren. Im Folgenden dargestellt ist die Ergebnismatrix für einen Simulationsplan mit ca. 9 Stützpunkten:

Tabelle 5.4: Bewertung bei reduzierter Anzahl an Stützpunkten

Simulationsplan	orthogonal	triangular vernetzt	quadrilateral vernetzt	D-optimal
n_r	9	8	9	9
Spline (linear)	5,45 %	4,34 %	4,03 %	5,41 %
Spline (kubisch)	5,04 %	4,24 %	4,07 %	5,50 %
Polynom	5,72 %	5,04 %	2,83 %	3,22 %
Kriging	3,79 %	4,46 %	3,51 %	4,68 %
Neuronales Netz	4,33 %	3,40 %	3,20 %	3,71 %

Zur Steigerung der Bewertungsgenauigkeit ist es notwendig, die Anzahl an Simulationspunkten zu erhöhen. In folgender Tabelle dargestellt ist die Ergebnismatrix für einen Simulationsplan mit ca. 50 Stützpunkten:

Tabelle 5.5: Bewertung bei erweiterter Anzahl an Stützpunkten

Simulationsplan	orthogonal	triangular vernetzt	quadrilateral vernetzt	D-optimal
n_r	49	47	47	49
Spline (linear)	0,66 %	0,57 %	0,52 %	0,77 %
Spline (kubisch)	0,69 %	0,61 %	0,54 %	0,78 %
Polynom	0,53 %	0,56 %	0,56 %	0,45 %
Kriging	0,28 %	0,43 %	0,35 %	0,33 %
Neuronales Netz	0,31 %	0,25 %	0,27 %	0,27 %

Aus dem Zusammenhang zwischen Modellfehler, Simulationsplan und Metamodell wird eindeutig ersichtlich, dass der etablierte Standard zur Modellierung der Flussverkettung aus Spline-Funktionen und orthogonalem Simulationsplan in allen Kombinationen die größten Modellfehler generiert. Aktuelle Verfahren der Metamodellierung, also ein Polynomfit im SFS Verfahren, Kriging-Verfahren oder neuronale Netze und die hier untersuchten Simulationspläne zeigen großes Potential, den Modellfehler zu reduzieren und gleichzeitig die Simulationszeit zu senken.

Insbesondere neuronale Netze als Metamodell reduzieren den Modellfehler gegenüber den etablierten Verfahren wesentlich. Dies kann für unterschiedliche Simulationspläne mit abweichender Anzahl an Trainingsdaten nachgewiesen werden. Für Simulationspläne mit besonders wenigen Trainingsdaten können Polynommodelle eine Alternative sein, die sich aber insbesondere bei einer hohen Anzahl an Trainingsdaten als zu unflexibel zeigen.

Innerhalb der spezifischen Anforderungen der Werkzeugkette, der effizienten und flexiblen Bewertung unterschiedlicher Maschinen, Topologien und Materialien, sind neuronale Netze

als Metamodell vorteilhaft. Sie weisen geringe Modellfehler auf und können sich an stark nichtlineare Funktionen anpassen und so unterschiedlichste Maschinenkennfelder abbilden. Über eine Anpassung der Neuronenanzahl wird auf unterschiedlich komplexe Zusammenhänge automatisiert reagiert.

Die optimale Wahl des Simulationsplans ergibt sich nicht zwingend auf den ersten Blick. Die Vergleichbarkeit in den Tabellen oben wird dadurch erschwert, dass nicht immer exakt gleich viele Trainingsdaten vorhanden sind. Für Polynomansätze stellen optimierte D-optimale Versuchspläne eine gute Simulationsgrundlage dar, während diese für die anderen Verfahren nicht die beste Auswahl sein müssen. Hier zeigen vernetzte Simulationspläne eine Reduktion des Modellfehlers. Verwendet wird im Folgenden ein quadrilateral vernetzter Betriebsbereich. Im Mittel über unterschiedliche Anzahl an Simulationspunkten ist diese Simulationsplanung für neuronale Netze fehlerminimal.

In der folgenden Tabelle ist das Potential von neuronalen Netzen und einem vernetzten Simulationsplan gegenüber der etablierten Verwendung von Spline-Modellierungen mit orthogonalem Simulationsplan herausgestellt.

Tabelle 5.6: Modellverbesserungen durch Verwendung Neuronaler Netze

Metamodell	Spline (linear)	Neuronales Netz
Simulationsplanung	orthogonal	Vernetzt (quadrilateral)
n_r	25	23
$f_{\text{rmsD}}(\psi_d)$	0,79 %	0,38 %
$f_{\text{rmsD}}(\psi_q)$	2,07 %	1,19 %
$f_{\text{maxD}}(\psi_d)$	1,77 %	0,71 %
$f_{\text{maxD}}(\psi_q)$	5,39 %	3,74 %

Der Wechsel von Spline Metamodellen und einem orthogonalen Simulationsplan auf ein neuronales Netz zur Interpolation in Kombination mit einem quadrilateral vernetzten Simulationsplan reduziert sowohl den mittleren Fehler als auch den maximalen Fehler in der Modellprognose und reduziert gleichzeitig durch die verringerte Anzahl an Stützpunkten den Berechnungsaufwand in der FEM.

5.3.2 Kreuzvalidierung

Testverfahren der Statistik sind in der Lage, einen Wert für die Anpassungsgüte des Modells zu liefern. Dies wird innerhalb der Modellierung dann relevant, wenn keine Möglichkeit besteht auf vorhandenes a priori Wissen zurückzugreifen, um die Modellgüte des Metamodells

zu bewerten, zum Beispiel, wenn alle zur Verfügung stehenden Stützpunkte für das Metamodell verwendet werden, um eine maximale Modellgenauigkeit zu erreichen.

Für die Validierung der Flussverkettungskennfelder bietet sich die leave-one-out Kreuzvalidierung an, um eine Aussage für die zu erwartende Anpassungsgüte zu erhalten. Innerhalb der Kreuzvalidierung werden n_r Metamodelle f_{red} aufgebaut (mit n_r als Anzahl der Stützpunkte). In den Metamodellen ist jeweils ein Stützpunkt nicht in den Trainingsdaten enthalten. Dieser Stützpunkt dient der Modellvalidierung; hier wird die Abweichung zwischen dem Metamodell und dem Simulationswert bestimmt. Jeder Simulationspunkt wird hier also $(n_r - 1)$ mal zur Erzeugung von Metamodellen verwendet und einmal zur Modellvalidierung. Die Anpassungsgüte des finalen Modells, basierend auf allen vorhandenen Stützpunkten wird final geschätzt als mittlerer quadratischer Fehler der n_r Teilmodelle. Die Anpassungsgüte f_{CV} wird bestimmt als:

$$f_{CV}(y) = \frac{\sqrt{\sum_{j=1}^{n_r} (y_{Tj} - f_{red\ j}(x_{Tj}))^2}}{n_r \bar{y}_T} \cdot 100 \% \quad (5.22)$$

$$f_{red\ j} \left\{ \left((x_{T\ red} \in \{x_T \setminus x_{Tj}\}), (y_{T\ red} \in \{y_T \setminus y_{Tj}\}) \right) \right\} \quad (5.23)$$

In folgender Tabelle sind die Ergebnisse der Kreuzvalidierung, für einen quadrilateral vernetzen Betriebsbereich und einem neuronalen Netz, dargestellt. Die Anpassungsgüte wird dem mittleren quadratischen Modellfehler bei vorhandenem a priori Wissen gegenübergestellt.

Tabelle 5.7: Kreuzvalidierung

	Kreuzvalidierung		a priori Wissen (vgl. Kapitel 5.3.1)	
	$f_{CV}(\psi_d)$	$f_{CV}(\psi_q)$	$f_{rmsD}(\psi_d)$	$f_{rmsD}(\psi_q)$
$n_r = 9$	18,22 %	52,13 %	2,84 %	3,55 %
$n_r = 23$	0,74 %	1,00 %	0,38 %	0,71 %
$n_r = 47$	0,54 %	0,71 %	0,31 %	0,22 %

Prinzipbedingt ergibt es sich, dass eine Bestimmung der Anpassungsgüte eine ausreichend hohe Anzahl an Stützpunkten benötigt, hier mehr als $n_r = 9$. Darüber hinaus ermöglicht die Kreuzvalidierung einen ersten Indikator für die Modellgüte, wenn kein weiteres a priori Wissen vorhanden ist.

5.3.3 Modellfehler in Abhängigkeit der Anzahl der Simulationspunkte

Basierend auf dem Simulationsplan „vernetzter Betriebsbereich“ und dem neuronalen Netz als Metamodell, wird auf Grundlage von a priori Wissen für die untersuchten Kennfelder ein Zusammenhang zwischen dem Modellfehler der Anzahl an Simulationspunkten hergestellt.

Tabelle 5.8: Modellfehler in Abhängigkeit der Simulationspunkte

Anzahl der Stützpunkte	9	16	23	35	47	60
Anzahl der Neuronen	2	3	4	4	4	6
$f_{\text{rmsd}}(\psi_d)$	2,84 %	1,34 %	0,38 %	0,33 %	0,31 %	0,12 %
$f_{\text{rmsd}}(\psi_q)$	3,55 %	0,49 %	0,71 %	0,77 %	0,22 %	0,17 %
$f_{\text{maxD}}(\psi_d)$	7,49 %	3,31 %	1,19 %	0,80 %	0,77 %	0,38 %
$f_{\text{maxD}}(\psi_q)$	10,16 %	1,57 %	3,74 %	1,00 %	0,79 %	0,77 %

Im Bewertungsprozess wird ein aus der Diskretisierung in (i_d, i_q) resultierender Fehler angestrebt, der mit dem Fehler aus der Vernetzung vergleichbar ist. Damit wird für eine normale Berechnung ein Versuchsplan aus 35 Stützpunkten voreingestellt. Für eine effiziente Berechnung wird dieser reduziert auf 16 Stützpunkten, für eine Bewertungsreferenz auf 60 Stützpunkte erweitert.

Dabei verbleibt die Möglichkeit, eine initial in den Stützpunkten reduzierte Simulation nachträglich zu detaillieren. Dies gewinnt insbesondere auch dann an Bedeutung, wenn sich das Gütemaß der Kreuzvalidierung im zyklischen Optimierungsprozess zunehmend verschlechtert. Weitere charakteristische Stützpunkte lassen sich hier insbesondere auf Basis iterativer Simulationsplanungen identifizieren.

In der folgenden Abbildung ist dargestellt, wie ein initialer Simulationsplan iterativ um weitere Simulationspunkte erweitert wird. Die daraus resultierenden Modellfehler nehmen dabei nicht zwingend monoton ab, reduzieren sich aber nach einigen Schritten deutlich. Nach sieben weiteren iterativ bestimmten Stützpunkten ist der Modellfehler halbiert.

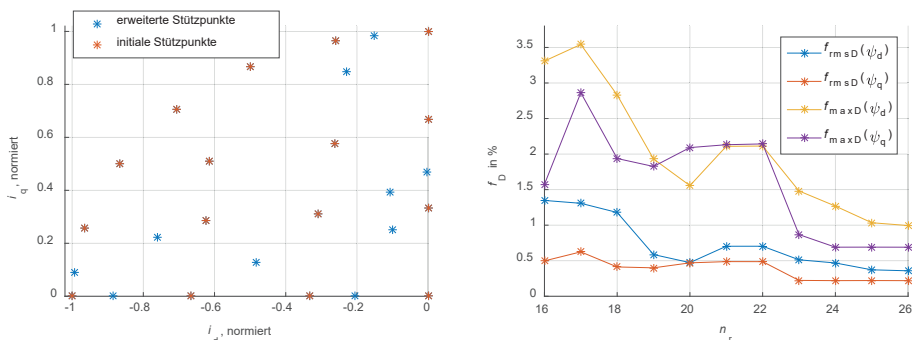


Abbildung 5.12: Modellfehler bei nachgelagerter iterativer Simulationsplanung

5.4 Verlustleistungsbetrachtung

Die FE-Simulation (vgl. Kapitel 4) bestimmt das ideale elektromagnetische Verhalten ohne Verluste. Dieses Kapitel beschreibt die in der Maschine auftretenden Verluste und erweitert die bisherigen Modelle so, dass diese berücksichtigt werden. Dies beinhaltet ohmsche Verluste, Eisenverluste sowie Reibungsverluste, vgl. Abbildung 5.13.

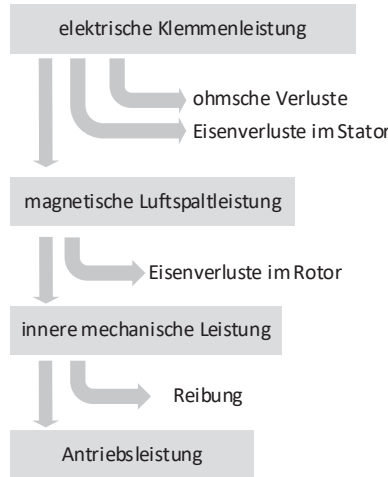


Abbildung 5.13: Übersicht über Maschinenverluste

5.4.1 Bestimmung der ohmschen Verluste

Die Kupferverluste stellen bis in den mittleren Drehzahlbereich der Maschine die dominierende Verlustart dar. Sie lassen sich in erster Näherung einfach und effizient beschreiben und sind in dieser Form bereits als Parameter in den grundlegenden Maschinengleichungen (vgl. Kapitel 3.3) vorgesehen. Für die ohmsche Verlustleistung gilt:

$$P_{\text{cu}}(t) = R_s (i_u^2(t) + i_v^2(t) + i_w^2(t)) \quad (5.24)$$

Im dq-System ergibt sich nach amplitudeninvarianter Transformation:

$$P_{\text{cu}} = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad (5.25)$$

Der ohmsche Phasenwiderstand ist im Maschinenbetrieb nicht konstant. Die Temperaturabhängigkeit wird in guter Näherung als linear angenommen, mit $\alpha_{\text{th cu}}$ als Temperaturkoeffizient von Kupfer, ϑ als Temperatur, und ϑ_{ref} als Referenztemperatur.

$$R_s(\vartheta) = R_s(\vartheta_{\text{ref}}) (1 + \alpha_{\text{th cu}} \cdot (\vartheta - \vartheta_{\text{ref}})) \quad (5.26)$$

Aufgrund von elektromagnetischen Wechselwirkungen ist der Phasenwiderstand zudem abhängig von der elektrischen Frequenz. Die elektromagnetischen Felder in einer Maschine führen in Realität zu einer inhomogenen Stromverteilung in den einzelnen Drähten, die zu

höheren Kupferverlusten führen. Dabei wird zwischen dem Skin-Effekt und dem Proximity-Effekt unterschieden. Für die untersuchten Maschinen sind diese Effekte ohne Relevanz, die Bewertung erfolgt losgelöst vom Bewertungsprozess in Kapitel 6.4.1.

5.4.2 Bestimmung der Eisenverluste

Eine direkte Auswertung der Verluste in der FEM-Software ist in einer stationären Simulation eingeschränkt. Unabhängig davon lassen sich die Eisenverluste durch analytische Ansätze beschreiben und nachträglich bewerten. Dazu werden die elektrische Feldstärke $H(x, y, \varphi_R, i_d, i_q)$ und die magnetische Feldstärke $B(x, y, \varphi_R, i_d, i_q)$ lokal an den Knotenpunkten des diskreten Netzes (x, y) ausgewertet und mit der Steinmetzgleichung in Verlustleistungsdichten überführt. Der wesentliche Vorteil der viel höheren Recheneffizienz einer stationären FEM überwiegt die Nachteile der nachgelagerten Verlustbewertung. Die Nachteile ergeben sich aus der fehlenden starken Kopplung, also dem Fehlen der direkten Rückwirkung der Verluste auf die elektromagnetischen Felder. Die Auswahl des analytischen Berechnungsverfahrens sowie die Implementierung und Umsetzung in der Werkzeugkette sind im Gesamtprojekt den thermischen Berechnung angegliedert und wurden von *Bethke* (vgl. [6] und [145]) vorgenommen.

Der Ansatz zur Bestimmung der Verlustleistungsdichte ergibt sich aus [146], [147] und [145] im Zeitbereich, mit k_{sh} , k_{sc} , k_{se} als Steinmetzkoeffizienten, p_{sh} als Verlustleistungsdichte der Hysterese, p_{sc} der Wirbelstromverluste und p_{se} der Excessverluste. B_{φ_t} stellt die magnetische Flussdichte am ausgewerteten Knotenpunkt im Winkelschritt φ_t dar, $B_{\varphi_{t+1}}$ im zeitlich folgenden Winkelschritt.

$$p_{sh} = \begin{cases} \frac{k_{sh}}{2} \{ [B_{\varphi_{t+1}} - B_{\min}]^2 - [B_{\varphi_t} - B_{\min}]^2 \}, & \frac{dB}{dt} \geq 0 \\ \frac{k_{sh}}{2} \{ [B_{\varphi_{t+1}} - B_{\max}]^2 - [B_{\varphi_t} - B_{\max}]^2 \}, & \frac{dB}{dt} < 0 \end{cases} \quad (5.27)$$

$$p_{sc}(t) = \frac{1}{2\pi^2} k_{sc} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \quad (5.28)$$

$$p_{se}(t) = k_{se} \left| \frac{dB}{dt} \right|^{1.5} \quad (5.29)$$

Die Koeffizienten k_{sh} , k_{sc} , k_{se} werden dabei aus Materialdatenblättern parametrisiert. Innerhalb der Werkzeugkette werden die Gleichungen nicht nach der Zeit gelöst, sondern über die Änderung des Rotorwinkels und der elektrischen Winkelgeschwindigkeit. Es gilt:

$$\frac{d}{dt} = \frac{d}{d\varphi_t} \omega_{el} \quad (5.30)$$

Die Verlustleistungsdichten werden über eine elektrische Periode gemittelt und sind anschließend unabhängig vom Rotorwinkel. Sie sind lediglich von der Winkelgeschwindigkeit und

der Stromkombination (i_d, i_q) der zugrundeliegenden Simulation abhängig und gelten lokal an den ausgewerteten Knotenpunkten. Die Verlustleistungen P_{sh} , P_{sc} und P_{se} werden durch elementweise Flächenintegration der Verlustleistungsdichten berechnet. Damit ergibt sich die Verlustleistungsverteilung, unterteilt in die einzelnen Verlustarten:

$$P_{sh}(x, y, i_d, i_q, \omega_{el}), P_{sc}(x, y, i_d, i_q, \omega_{el}), P_{se}(x, y, i_d, i_q, \omega_{el}) \quad (5.31)$$

Für die weiteren elektromagnetischen Bewertungen ist die räumliche Verteilung der Verlustleistungen von untergeordneter Relevanz, die Verlustleistungen können im Elektrobloch des Rotors und im Elektrobloch des Stators über die Gesamtfläche gemittelt werden. Damit entfällt die Abhängigkeit von x, y und die Verlustleistungen lassen sich drehzahlnormiert über das (i_d, i_q) Betriebskennfeld interpolieren:

$$P_{sh}(i_d, i_q, \omega_{el}) = \omega_{el} f \left(\frac{P_{sh}(i_d, i_q, \omega_{el \text{ ref}})}{\omega_{el \text{ ref}}} \right) \quad (5.32)$$

$$P_{sc}(i_d, i_q, \omega_{el}) = \omega_{el}^2 f \left(\frac{P_{sc}(i_d, i_q, \omega_{el \text{ ref}})}{\omega_{el \text{ ref}}^2} \right) \quad (5.33)$$

$$P_{se}(i_d, i_q, \omega_{el}) = \omega_{el}^{1.5} f \left(\frac{P_{se}(i_d, i_q, \omega_{el \text{ ref}})}{\omega_{el \text{ ref}}^{1.5}} \right) \quad (5.34)$$

Die elektromagnetische Verlustleistung im Elektrobloch wird als Summe der einzelnen Verlustleistungen definiert:

$$P_{fe}(i_d, i_q, \omega_{el}) = P_{sh}(i_d, i_q, \omega_{el}) + P_{sc}(i_d, i_q, \omega_{el}) + P_{se}(i_d, i_q, \omega_{el}) \quad (5.35)$$

5.4.3 Verlustbehafteter elektromagnetischer Modellansatz

Da die Verluste nicht direkt im FEM-Modell berücksichtigt werden, fehlt eine starke Kopplung dieser auf die elektromagnetischen Felder. Durch eine Erweiterung im Grundwellenmodell der Maschine lässt sich jedoch eine schwache Kopplung der Verluste erreichen, sodass auch die Energieerhaltung erhalten bleibt. Die hier angewandte und implementierte Methode ist an [148] bzw. [131] angelehnt.

Es wird ein Kompensationswiderstand $R_{fe}(i_d, i_q, \omega_{el})$ definiert, in dem die elektromagnetische Verlustleistung abfällt, sodass sich das erweiterte Modell ergibt:

$$P_{fe} = P_{R_{fe}} \quad (5.36)$$

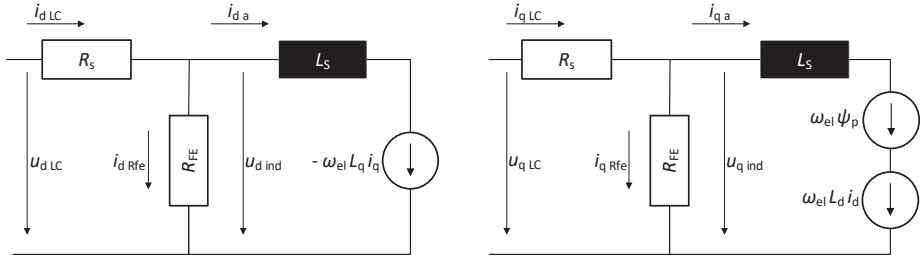


Abbildung 5.14: Erweitertes verlustbehaftetes Modell

Die Ströme $i_{d\ a}$ und $i_{q\ a}$ werden im Folgenden als aktive Ströme bezeichnet. Sie entsprechen insbesondere den in der FEM vorgegebenen Strömen und generieren maßgeblich die Flussverkettung und damit das innere Drehmoment der Maschine. Die dabei entstehende elektromagnetische Verlustleistung wird durch die Ströme $i_{d\ Rfe}$ und $i_{q\ Rfe}$ kompensiert, sodass in Summe die höheren verlustkompensierten Strangströme $i_{d\ LC}$ und $i_{q\ LC}$ fließen. In diesem Modell gilt:

$$u_{ind\ d} = -\omega_{el}\psi_q - \omega_{el}L_s i_{q\ a} \quad (5.37)$$

$$u_{ind\ q} = +\omega_{el}\psi_d + \omega_{el}L_s i_{d\ a} \quad (5.38)$$

Aus der Leistungsbilanz (vgl. Formel (5.36)) ergibt sich der Wert des Kompensationswiderstandes:

$$R_{fe} = \frac{3}{2} \frac{u_{ind\ d}^2 + u_{ind\ q}^2}{P_{fe}} \quad (5.39)$$

Es stellt sich der Strom $i_{d\ Rfe}$ über dem Widerstand R_{FE} ein:

$$i_{d\ Rfe} = \frac{u_{ind\ d}}{R_{fe}} \quad (5.40)$$

$$i_{q\ Rfe} = \frac{u_{ind\ q}}{R_{fe}} \quad (5.41)$$

Damit ergeben sich die Strangströme und die Strangspannungen:

$$i_{d\ LC} = i_{d\ a} + i_{d\ Rfe} \quad (5.42)$$

$$i_{q\ LC} = i_{q\ a} + i_{q\ Rfe} \quad (5.43)$$

$$u_{d\ LC} = u_{ind\ d} + i_{d\ LC} R_s \quad (5.44)$$

$$u_{q\ LC} = u_{ind\ q} + i_{q\ LC} R_s \quad (5.45)$$

Die Gleichung zur Bestimmung des mittleren inneren Drehmoments bleibt unter Verwendung der aktiven Ströme gültig:

$$M_i = \frac{3}{2} p (\psi_d i_{qa} - \psi_q i_{da}) \quad (5.46)$$

Durch die Modellierung des Kompensationswiderstands R_{FE} wird die fehlende Rückkopplung der elektromagnetischen Verluste auf die elektromagnetischen Felder kompensiert, die Strangströme, die induzierten Spannungen und das Drehmoment werden korrigiert. Die Verwendung des Verlustmodells, also die Berücksichtigung des Kompensationswiderstands ist in der Werkzeugkette optional.

5.4.4 Berücksichtigung von Reibungsverlusten

Das bisher betrachtete Drehmoment M_i stellt ein inneres Drehmoment der Maschine dar, das aufgrund der elektromagnetischen Felder im Luftspalt an der Rotoroberfläche angreift. Mit Verwendung von Gleichung (5.46) sind Drehmomentverluste, basierend auf Eisenverlusten, insbesondere auch des Rotors, bereits berücksichtigt. Die am Prüfstand messbare Referenzgröße ist das Drehmoment an der Rotorwelle, außerhalb der Maschine, dass beispielsweise mit einer Drehmoment-Drehzahlmesswelle erfasst wird. Es ist um die Lagerreibung der Welle und die Luftreibungskräfte gegenüber dem inneren Drehmoment reduziert. Mit M_{Rlr} als von der Luftreibung verursachtes Drehmoment und M_{Rrr} als durch Lagerreibung verursachtes Drehmoment gilt:

$$M_a = M_i + M_{Rlr} + M_{Rrr} \quad (5.47)$$

Zur Berechnung der Lagerreibung und des Luftwiderstands wird an dieser Stelle auf vereinfachte analytische Gleichungen zurückgegriffen. Dies ist hier zulässig, da die Reibungen, verglichen mit den elektromagnetischen Verlusten eine untergeordnete Rolle spielen und innerhalb der Optimierungsprozesse nahezu konstant bleiben.

Das Gesamtreibmoment der Lager teilt sich dabei auf in Lastmomente aufgrund radialer und axialer Belastungen, Reibmomente aufgrund viskoser Reibung des Schmieröls im Lager sowie (falls vorhanden) Reibung der Dichtlippen und Lagerringe. Stand der Technik ist die detaillierte analytische Berechnung der einzelnen Anteile (vgl. [149]). Da der Lageraufbau und die verwendeten Materialien sowie Schmierfette der zu untersuchenden Maschine nicht bekannt sind, wird auf eine vereinfachte Beschreibung zurückgegriffen, die die Lagerreibung als Konstante c_{rr} annimmt.

$$M_{Rrr} = c_{Rrr} \quad (5.48)$$

Die Temperaturabhängigkeit der viskosen Reibung sowie dynamische Lagerlasten durch Unwuchten im Rotor werden vernachlässigt.

Luftreibung tritt an der Rotoroberfläche, also insbesondere den Stirnflächen und dem Mantel auf. Dabei wird zwischen den drehzahlabhängigen Betriebsbereichen unterschieden, in denen die sich einstellenden Luftströmungen laminar sind und den Bereichen, in denen turbulente Strömungen auftreten. [150] Die laminaren Strömungen treten insbesondere im unteren Drehzahlbetriebsbereich auf sind im Betrag nachrangig. Das von den turbulenten Strömungen verursachte Reibmoment wird abgeschätzt mit:

$$M_{\text{RlR}} = c_{\text{RlR}} \omega_{\text{R}} \quad (5.49)$$

Die Werte c_{RrR} und c_{RlR} lassen sich insbesondere bei nichtmagnetisierten Maschinen in Auslaufversuchen mit guter Genauigkeit identifizieren. In magnetisierten Maschinen ist eine messtechnische Trennung zu den elektromagnetischen Verlusten nur schwer möglich. Damit ergibt sich die Reibverlustleistung P_{R} :

$$P_{\text{R}} = c_{\text{RrR}} \omega_{\text{R}} + c_{\text{RlR}} \omega^2 \quad (5.50)$$

5.5 Oberschwingungsbehaftetes Maschinenmodell

Das bisherige Maschinenmodell (vgl. Kapitel 3.3) beschränkt sich auf Grundschrwingungen der Spannungen und ein über die Rotordrehung konstantes inneres Drehmoment. Eine Erweiterung ermöglicht die Beschreibung der Oberschwingungen der induzierten Spannung und der Drehmomentwelligkeit. Eine detaillierte Betrachtung, der Ordnungen des Drehmoments, wird innerhalb der strukturdynamischen Maschinenbewertung vorgenommen (vgl. [6]), so dass sich in dieser Arbeit auf die Auswertung der Oberschwingungsamplitude, deren Mittelwert sowie den Maximalwert, beschränkt wird.

Für die Bewertung der Oberschwingungen ist es notwendig eine ausreichende Anzahl an Stützpunkten in φ_t zu simulieren. Während das mittlere Drehmoment und die mittleren Flussverkettungen in ψ_d und ψ_q bereits mit einigen wenigen Stützpunkten in φ_t bestimmt werden können, ist es zur präzisen Bestimmung der Oberschwingungsanteile notwendig, deutlich mehr Stützpunkte zu simulieren. Grundlage ist das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem. Es definiert, dass ein bandbegrenztetes Eingangssignal aus einer Folge von äquidistanten Abtastpunkten genau rekonstruiert werden kann, wenn es mit einer Frequenz größer als die doppelte maximale Frequenz des Eingangssignals abgetastet wird.

Für eine aussagekräftige Bewertung der im Drehmoment und Spannung vorkommenden Schwingungen ist es also insbesondere notwendig, die Werkzeugkette so zu parametrieren, dass eine ausreichende Anzahl an Winkelstellungen $n_{\varphi t}$ simuliert werden. In Anlehnung an die in Kapitel 4.2.3 definierten Genauigkeitsanforderungen zeigen sich für die untersuchte Maschine, dass für die Berechnungen folgende Mindestanzahl über einen Maschinenpol (eine halbe elektrische Periode) notwendig ist:

Tabelle 5.9: Anzahl der simulierten Rotorstellungen

	Reduzierte Simulation	Normalsimulation	Referenzsimulation
$n_{\varphi t}$	12	24	96

Die dynamischen Spannungsgleichungen basieren auf den Gleichungen (3.40) und (3.41). Eine Herleitung dazu befindet sich im Anhang in Kapitel 9.1. Es ergeben sich mit Berücksichtigung der Oberschwingungen im dq-System die Spannungsgleichungen bei konstanter Maschinendrehzahl:

$$u_{\text{ind d}}(t) = -\omega_{\text{el}}\psi_{\text{q}} - \omega_{\text{el}}L_{\text{s}}i_{\text{q}} + \frac{d\psi_{\text{d}}}{dt} + L_{\text{s}}\frac{di_{\text{d}}}{dt} \quad (5.51)$$

$$u_{\text{ind q}}(t) = +\omega_{\text{el}}\psi_{\text{d}} + \omega_{\text{el}}L_{\text{s}}i_{\text{q}} + \frac{d\psi_{\text{q}}}{dt} + L_{\text{s}}\frac{di_{\text{q}}}{dt} \quad (5.52)$$

$$u_{\text{ind 0}}(t) = \frac{1}{3} \left(\frac{d\psi_{\text{u}}}{dt} + \frac{d\psi_{\text{v}}}{dt} + \frac{d\psi_{\text{w}}}{dt} \right) \quad (5.53)$$

Alternativ darstellbar sind die Spannungsgleichungen in Abhängigkeit des Rotorwinkels:

$$u_{\text{ind d}}(\varphi_t) = -\omega_{\text{el}}\psi_{\text{q}} - \omega_{\text{el}}L_{\text{s}}i_{\text{q}} + \frac{d\psi_{\text{d}}}{d\varphi_t}\omega_{\text{el}} + L_{\text{s}}\frac{di_{\text{d}}}{d\varphi_t}\omega_{\text{el}} \quad (5.54)$$

$$u_{\text{ind q}}(\varphi_t) = +\omega_{\text{el}}\psi_{\text{d}} + \omega_{\text{el}}L_{\text{s}}i_{\text{q}} + \frac{d\psi_{\text{q}}}{d\varphi_t}\omega_{\text{el}} + L_{\text{s}}\frac{di_{\text{q}}}{d\varphi_t}\omega_{\text{el}} \quad (5.55)$$

$$u_{\text{ind 0}}(\varphi_t) = \frac{1}{3} \left(\frac{d\psi_{\text{u}}}{d\varphi_t} + \frac{d\psi_{\text{v}}}{d\varphi_t} + \frac{d\psi_{\text{w}}}{d\varphi_t} \right) \omega_{\text{el}} \quad (5.56)$$

Die Induktivitäten ergeben sich mit Abhängigkeit zum Rotorwinkel:

$$L_{\text{d}}(i_{\text{d}}, i_{\text{q}}, \varphi_t) = \frac{\psi_{\text{d}}(i_{\text{d}}, i_{\text{q}}, \varphi_t) - \psi_{\text{p}}(\varphi_t)}{i_{\text{d}}} + L_{\text{s}} \quad (5.57)$$

$$L_{\text{q}}(i_{\text{d}}, i_{\text{q}}, \varphi_t) = \frac{\psi_{\text{q}}(i_{\text{d}}, i_{\text{q}}, \varphi_t)}{i_{\text{q}}} + L_{\text{s}} \quad (5.58)$$

Die Auswertung des schwingungsbehafteten Drehmoments erfolgt innerhalb der FEM. Es wird der Maxwellsche Spannungstensor auf der Rotoroberfläche ausgewertet (vgl. Kapitel 4.4).

Um auf dreidimensionale, vergleichsweise fehleranfällige, Interpolationen $\psi_{d,q}(i_d, i_q, \varphi_t)$ zu verzichten, wird die Klemmenspannung zusätzlich als Spitzenwert ($u_{\text{ind peak}}$) und als Spannungsrippel $u_{\text{ind p2p}}$ drehzahlnormiert ausgewertet und über das i_d i_q -Kennfeld interpoliert.

$$u_{\text{ind abs}}(i_d, i_q, \varphi_t) = \sqrt{u_{\text{ind d}}^2(i_d, i_q, \varphi_t) + u_{\text{ind q}}^2(i_d, i_q, \varphi_t)} \quad (5.59)$$

$$u_{\text{ind peak}}(i_d, i_q) = \max_{\varphi_t}(u_{\text{ind abs}}) \quad (5.60)$$

$$u_{\text{ind p2p}}(i_d, i_q) = \max_{\varphi_t}(u_{\text{ind abs}}) - \min_{\varphi_t}(u_{\text{ind abs}}) \quad (5.61)$$

Entsprechend gilt auch für das Drehmoment:

$$M_{\text{i peak}}(i_d, i_q) = \max_{\varphi_t}(M_i) \quad (5.62)$$

$$M_{\text{i p2p}}(i_d, i_q) = \max_{\varphi_t}(M_i) - \min_{\varphi_t}(M_i) \quad (5.63)$$

Damit ist eine Bewertung der Welligkeiten des Drehmoments und der Spannung, sowie der zu erwartenden Spitzenwerte im gesamten Betriebskennfeld möglich.

6 Elektromagnetische Bewertung

In den Kapiteln 3,4 und 5 wurden alle Berechnungs- und Simulationsgrundlagen zur Modellbildung von permanenterregten Maschinen dargestellt. Aufbauend wird im Folgenden gezeigt, wie auf Basis dieser Modelle Maschinen bewertet werden. Dabei wird auf die für Traktionsantriebe relevanten Aspekte der Leerlaufspannung (EMK), den Betrieb im Kennfeld (unter maximaler Maschinenbelastung und im Fahrzyklus) und die Betriebssicherheit im Fehlerfall (aktiver Kurzschluss) eingegangen.

6.1 Leerlaufbetrieb

Im Maschinenleerlauf, also dem unbestromten Betrieb der Maschine, stellt die Bewertung der elektromotorischen Kraft (EMK) ein relevantes Bewertungskriterium der Maschine dar. Für den Betrieb der Maschine bei Maximaldrehzahl darf die zulässige Sperrspannung der Leistungshalbleiter im Umrichter nicht überschritten werden. Zur Bewertung erfolgt die Spannungsberechnung bei einer minimalen Maschinentemperatur, da sich hier für den gewählten Magnettyp eine maximale Remanenzmagnetisierung ergibt und folglich die Klemmenspannung maximal wird. Entsprechend wird zur Simulation dieses Betriebspunktes die Remanenzmagnetisierung der Magnete der Maschine an die abweichende Temperatur angepasst. Bewertet werden die Grundwellenamplitude, die Spitzenspannung und der Oberschwingungsgehalt. Im Allgemeinen wird eine sinusförmige Spannung angestrebt, um die Eisenverluste zu minimieren (vgl. [151]).

6.2 Motorischer Kennfeldbetrieb

Der Kennfeldbetrieb stellt den spezifizierten Normalbetrieb der Maschine dar. Zur Bewertung von diesem, anhand der sich ergebenden Maximalkennlinie oder dem Maschinenbetrieb im Fahrzyklus, muss zunächst die Betriebsstrategie der Maschine bestimmt werden. Das heißt zu einer Drehmomentanforderung bei gegebener Maschinendrehzahl muss das vom Maschinenumrichter einzuregelnde Strompaar (i_d, i_q) bestimmt werden.

Der Betriebsbereich der Maschine wird begrenzt durch die maximal stellbare Klemmenspannung des Umrichters und die Bemessungsstromgrenze $i_{\max,S3}$, die durch die Maschine, den Umrichter oder durch die Batterie begrenzt wird. Das sich ergebende motorische Betriebskennfeld über i_d und i_q einer PMSM ist im Folgenden dargestellt:

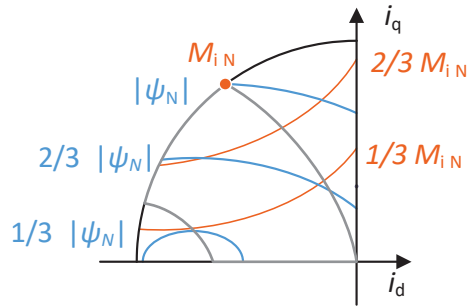


Abbildung 6.1: Kennfeldbetrieb einer PMSM

In Viertelkreisform ergibt sich die Stromgrenze der Maschine. An dieser wird im Grundstellbereich das maximale Drehmoment M_{iN} erreicht. In blau dargestellt sind die Isolinien des Betrags der Flussverkettung. Daraus ergibt sich drehzahlproportional die induzierte Spannung der Maschine. Grau umrandet ist der sich ergebende Betriebsbereich der Maschine. Dieser beginnt unbestromt und ohne Drehmoment im Ursprung des dq-Systems und folgt mit steigendem Drehmoment wirkungsgradoptimal gewählten Stromkombinationen. An der Maximalstromkurve wird die motorische Eckdrehzahl erreicht. Mit über die Eckdrehzahl steigender Maschinendrehzahl muss ein höherer feldschwächender (flussverkettungsreduzierender) Strom $-i_d$ gestellt werden, um die Spannungsgrenzen der Maschine einzuhalten. Der Betriebsbereich wird folgend durch den drehzahlabhängigen maximalen Flussbetrag eingeschränkt. Es kann, je nach Flussverkettungsfeld, bei hohen Drehzahlen zu einer Reduktion des Strombetrags kommen, um die Spannungsgrenzen weitergehend einzuhalten.

Entlang der Betriebsgrenzen ergibt sich die Maximalkennlinie. Bewertet wird der Drehmoment-Drehzahl-Verlauf. Bei Traktionsantrieben wird allgemein ein möglichst hohes Drehmoment für eine gute Fahrdynamik bei gleichzeitig geringem Bauraum des Fahrzeugs angestrebt. Darüber hinaus sind die Drehmomentwelligkeit und die Höhe der einzelnen Verluste von Relevanz.

Für alle Betriebspunkte, innerhalb der drehzahlabhängigen Maximalkennlinie besteht ein Freiheitsgrad in der Wahl der (i_d, i_q) -Kombination entlang der entsprechenden Drehmomentisolinie. Innerhalb der zulässigen Spannungs- und Stromgrenzen kann der Winkel des Stromvektors $\vec{i}$ frei gewählt werden. In der folgenden Abbildung ist dies beispielhaft für eine Drehmomentanforderung von zwei Dritteln des Nennmoments bei Maschineneckdrehzahl dargestellt.

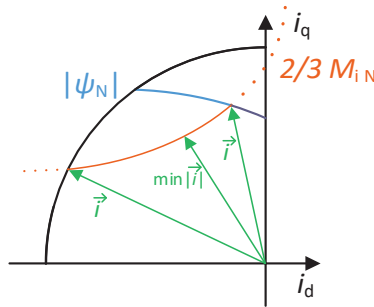


Abbildung 6.2: Betriebsstrategie der PMSM:

Etabliert ist die Auswahl des Winkels so, dass sich ein minimaler Strombetrag $\min|\vec{i}|$ einstellt. Unter der Annahme von dominierenden Kupferverlusten innerhalb der Gesamtverluste und Vernachlässigung der Eisenverluste stellt dies den optimalen Betriebspunkt dar. Diese Vereinfachung ist innerhalb der Werkzeugkette nicht notwendig. Da alle relevanten Informationen zu den Eisenverlusten vorliegen, kann hier eine wirkungsgradoptimale Betriebsstrategie abgeleitet werden. Dabei wird der Strompunkt so gewählt, dass die auftretenden Verluste (Ohmsche- und Eisenverluste) minimal sind. Dabei zeigt sich, dass sich der Betriebspunkt hin zu einem mit leicht höherem $-i_d$ Strom führt. Das Regelungsverfahren (stromminimal oder wirkungsgradoptimal) kann innerhalb der Werkzeugkette parametrisiert werden.

Da isolierte Aussagen zum Betriebsverhalten in ausgewählten Betriebspunkten eine geringe Aussagekraft haben, ist die weitergehende Bewertung des Maschinenverhaltens im Fahrzyklus etabliert. Der Fahrzyklus stellt einen stellvertretenden Geschwindigkeitsablauf dar, aus dem sich mit grundlegenden Fahrzeuginformationen alle auftretenden Fahrwiderstände und damit Drehmomentanforderungen sowie Maschinendrehzahlverläufe, berechnen lassen. In der Werkzeugkette können unterschiedliche Fahrzeuge hinterlegt werden. Die notwendigen Fahrzeugparameter sind in der folgenden Tabelle dargestellt:

Tabelle 6.1: Fahrzeugkennndaten

Fahrzeugkennndaten	Symbol
Fahrzeuggewicht (inkl. Zuladung)	m_{fzg}
Rollwiderstandskoeffizient	c_{rr}
Strömungswiderstandskoeffizient	c_{cw}
Stirnfläche	A_{st}
Maximale Fahrzeuggeschwindigkeit	$v_{fzg \max}$
Energie der Batterie	W_{bat}
Mittlerer Wirkungsgrad: Batterie bis Umrichter	η_{B2M}
Mittlerer Wirkungsgrad: Radaufnahme bis Maschinenaufnahme	η_{W2M}
Luftdichte	ρ_{Luft}

Vernachlässigt wird an dieser Stelle das Massenträgheitsmoment aller rotierenden Teile, da hierzu üblicherweise keine fahrzeugspezifischen Informationen veröffentlicht werden. Zudem wird das Rollreibungsmoment in einer vereinfachten analytischen Gleichung berechnet. Damit ergeben sich die Fahrwiderstände, aufgeteilt in Rollreibungswiderstand F_{rr} , Luftreibungswiderstand F_{cw} , Steigungswiderstand F_{ast} und Beschleunigungswiderstand F_B :

$$F_{rr} = c_{rr} m_{fzg} \cos(\alpha_{st}) \quad (6.1)$$

$$F_{cw} = \frac{1}{2} c_{cw} A_{st} \rho_{luft} v_{fzg}^2 \quad (6.2)$$

$$F_{ast} = m_{fzg} g \sin(\alpha_{st}) \quad (6.3)$$

$$F_B = m_{fzg} a_{fzg} = m_{fzg} \frac{dv_{fzg}}{dt} \quad (6.4)$$

$$F_{fzg} = F_{rr} + F_{ast} + F_{cw} + F_B \quad (6.5)$$

Aus dem Fahrzyklus und den Fahrzeugkennndaten entsteht auf Basis von (6.1)–(6.5) ein Lastprofil mit geforderter Antriebskraft F_{fzg} und Fahrzeuggeschwindigkeiten v_{fzg} im Zeitverlauf. Die Umrechnung der fahrzeugbezogenen Größen auf maschinenbezogene Größen vereinfacht sich für Eingangantriebe mit Vorgabe der maximalen Winkelgeschwindigkeit der Maschine $\omega_{R \max}$ bei maximaler Fahrzeuggeschwindigkeit $v_{\max}$:

$$\omega_R = \frac{\omega_{R \max}}{v_{fzg \max}} v_{fzg} \quad (6.6)$$

Aus der Leistungsbilanz folgt die Drehmomentanforderung M_a an die Antriebsmaschine:

$$\frac{F_{fzg} v_{fzg}}{\eta_{W2M}} = \omega_R M_a \quad (6.7)$$

$$M_a = \frac{F_{Antrieb}}{\eta_{W2M}} \frac{v_{fzg}}{\omega_R} \quad (6.8)$$

Damit ergibt sich ein Anforderungsprofil aus Maschinendrehmoment und Maschinendrehzahl. Aus der Betriebsstrategie der Maschine kann jedem Betriebspunkt des Anforderungsprofils eine zugehörige Stromkombination (i_d, i_q) zugeordnet werden. Zudem ergeben sich aus dem Verlustmodell die einzelnen Verluste, die betriebspunktabhängig auftreten.

Zentrale Bewertungsgröße im Fahrzyklus ist die Zyklusreichweite des Fahrzeugs. Diese Werte werden an dieser Stelle rein aus motorischen Fahrsituationen berechnet, eine Rekupe-
ration wird nicht berücksichtigt. Betriebssituationen mit negativer Antriebskraft entfallen, Zusatzverbraucher werden vernachlässigt. Der Energiebedarf im Fahrzyklus W_{zyklus} wird berechnet als:

$$W_{zyk} = \int \left(\frac{F_{fzg}(t) v_{fzg}(t)}{\eta_{W2M}} + P_{cu} + P_{fe} + P_R \right) \frac{1}{\eta_{B2M}} dt \quad (6.9)$$

Die Reichweite des Fahrzeugs s_{fzg} ergibt sich mit der Zyklusdistanz s_{zyk} :

$$s_{fzg} = \frac{W_{bat}}{W_{zyk}} s_{zyk} \quad (6.10)$$

Neben der Fahrzeugreichweite ist für die elektromagnetische Auslegung insbesondere auch der elektromagnetische Wirkungsgrad η_{em} von hoher Relevanz, der die mechanischen Verluste im Fahrzeug nicht berücksichtigt, und den Maschinenwirkungsgrad, reduziert auf die ohmschen Verluste und die Eisenverluste beschreibt:

$$\eta_{em} = \frac{\omega_R M_i}{\omega_R M_i + P_{cu} + P_{Fe}} \quad (6.11)$$

6.3 Aktiver Kurzschluss

Der aktive Kurzschluss ist ein Betriebspunkt der Maschine, der immer dann vom Umrichter gesteuert wird, wenn die Maschine im Fehlerfall in einen sicheren Betriebspunkt überführt werden muss. Dies ist beispielsweise der Fall, wenn Informationen über einen Fahrzeugunfall vorliegen, das Bus-Signal vom Umrichter abreißt oder relevante Maschinensensorik ausfällt,

wie der Rotorlagegeber, sodass der Strom nicht mehr geregelt werden kann. Für einen sicheren Betriebspunkt sind unterschiedliche Anforderungen zu erfüllen. Das bedeutet für die PMSM insbesondere, dass keine Spannung mehr in den Hochvolt-Zwischenkreis zurückgespeist wird, kein motorisches Drehmoment generiert wird und die Maschine keinen Schaden nimmt. Elektromagnetisch besteht hier insbesondere das Risiko des Entmagnetisierens der Permanentmagnete.

Um den aktiven Kurzschluss bewerten zu können, müssen die auftretenden Stromverläufe $i_d(t)$ und $i_q(t)$ bestimmt werden. Herausforderung für die Berechnung und Bewertung des aktiven Kurzschlusses ist, dass die auftretenden Kurzschlussströme (short circuit current: SCC) dynamisch sind, und wesentlich vom Betriebspunkt kurz vor dem Kurzschluss abhängen. Die Beeinträchtigung der Maschinenleistung nach einem Kurzschluss aufgrund reduzierter Polarisierung wird als Bewertungskriterium verwendet und unter Worst-Case-Bedingungen, aber auch auf der Grundlage eines relevanten Fahrzyklus bewertet. Der Ablauf des Bewertungsprozesses ist in folgender Abbildung dargestellt.

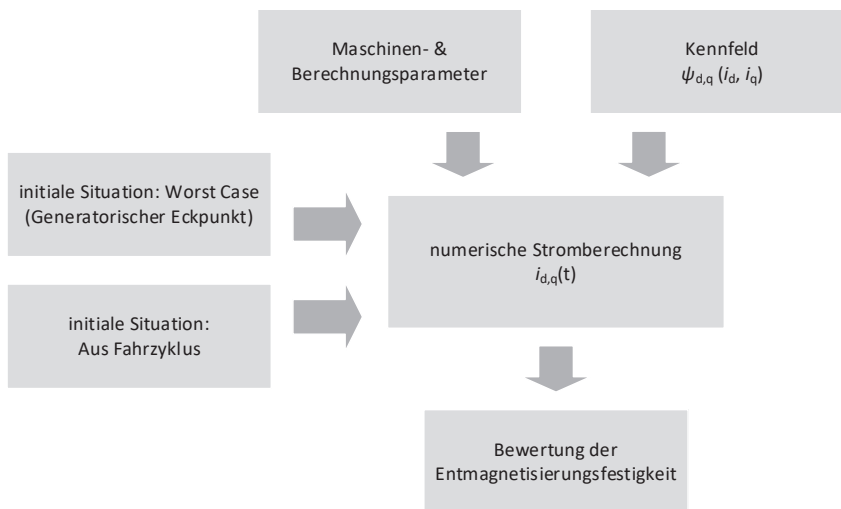


Abbildung 6.3: Bewertungsprozess des aktiven Kurzschlusses

6.3.1 Stand der Wissenschaft

Bekannte Berechnungsmethoden für SCC können in zwei Kategorien gruppiert werden: Innerhalb der ersten Kategorie werden die Berechnungen analytisch mit einem dq-Modell der rotierenden Maschine mit konstanten Maschineninduktivitäten durchgeführt. Dabei werden in geschlossener Form analytische Ausdrücke für die Ströme im Kurzschlussbetrieb angegeben [152] [153] [154]. Der wesentliche Nachteil dieses analytischen Ansatzes besteht darin, dass das stromabhängige Sättigungsverhalten während des Kurzschlusses, das insbesondere für hoch ausgenutzte Maschinen relevant ist, nicht berücksichtigt wird.

Innerhalb der zweiten Kategorie werden FE-Simulationswerkzeuge eingesetzt, um die Auswirkungen von Kurzschlussströmen abzuschätzen [155]. Sie haben den wesentlichen Vorteil, dass sie das Sättigungsverhalten des Elektrolechs genau berücksichtigen. Durch die zusätzliche Kopplung eines Umrichtermodells an die 2D-Simulation können die auftretenden Kurzschlussströme berechnet werden [156] [157]. Um alle auftretenden Quereinflüsse in einer FE-Simulation zu berücksichtigen, insbesondere Rotorschrägung, Streuinduktivitäten und das Umrichterverhalten, ist eine gekoppelte zeitabhängige 3D-FE-Simulation notwendig. Aufgrund ihrer Komplexität und des hohen Rechenaufwandes ist diese nicht Stand der Technik.

Nach der Berechnung der auftretenden Kurzschlussströme wird in der Regel mit Hilfe von FEM-Software ermittelt, ob die resultierenden Ströme zu einer Entmagnetisierung der Permanentmagnete führen. In [158] und [154] wird der Verlust der Remanenzmagnetisierung beschrieben, während [159] die durch die Entmagnetisierung verursachte Reduzierung der Permanentmagnetflussverkettung ψ_p erklärt.

Für den Entwurf der PMSM als kurzschluss-tolerante Maschine erfolgt die Berechnung der SCC üblicherweise aus der ungünstigsten Betriebsbedingung, der generatorischen Eckdrehzahl [152]. Das Risiko der Entmagnetisierung der Permanentmagnete in Bezug auf die Maschinenparameter wird in der Literatur umfassend diskutiert. Beispielsweise werden geometrische Abhängigkeiten in [160] bezogen auf Magnetformen und auf Rotortopologien untersucht, während die Abhängigkeiten von den Betriebsbedingungen vor dem Kurzschluss, wie Drehzahl, Drehmoment, Rotorwinkel und Temperatur, in [152], [158] und [156] diskutiert werden.

Unter den spezifischen Anforderungen der Werkzeugkette, einer umfassenden genauen aber auch effizienten Bewertung der PMSM, stellen die etablierten Berechnungsmethoden der Kurzschlussströme keinen möglichen Lösungsansatz dar. Geschlossene analytische Gleichungen sind zu ungenau, während gekoppelte 3D-Simulationen zu rechenzeitaufwendig sind und 2D-gekoppelte transiente Simulationen unter Berücksichtigung der Rotorschrägung („2.5D-Simulation“) in COMSOL nicht recheneffizient umsetzbar sind.

6.3.2 Numerische Berechnung der transienten Kurzschlussströme

Im Folgenden wird ein numerisches Berechnungsverfahren dargestellt, das den Stand der Wissenschaft erweitert, durch die Kopplung von Flussverkettungskennfeldern aus effizienten stationären 2.5D-Simulationen, mit analytischen Modellgleichungen, die die Kurzschlussströme unter Berücksichtigung der Rotorschrägung, der stromabhängigen Sättigungseffekte, des Umrichterhaltens und der Streuinduktivitäten ermöglichen. Damit erfolgt die Berechnung hier unter Berücksichtigung der relevanten Quereinflüsse (vgl. Kapitel 6.3.3) und erreicht so eine hohe Genauigkeit.

Die numerische Berechnung der Kurzschlussströme basiert wesentlich auf den dynamischen Spannungsgleichungen der Maschine im dq-System (vgl. Formeln (5.51) - (5.55)). Eine Herleitung der folgenden Gleichungen befindet sich im Anhang in Kapitel 9.1. Grundlage der Berechnung der transienten Kurzschlussströme sind die dynamischen Spannungsgleichungen bei konstanter Maschinendrehzahl:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega_{el} \psi_q - \omega_{el} L_s i_q \quad (6.12)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_{el} \psi_d + \omega_{el} L_s i_d \quad (6.13)$$

Die zeitliche Ableitung der Flussverkettung stellt sich im Oberschwingungsmodell als partielle Ableitung zu den Strömen i_d und i_q und dem Rotorwinkel φ_t dar. Die Ströme sind im Kurzschlussfall nicht sinusförmig:

$$\frac{d}{dt} \psi_d = \frac{\partial \psi_d}{\partial \varphi} \frac{d\varphi_t}{dt} + \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \frac{di_q}{dt} \quad (6.14)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_q = \frac{\partial \psi_q}{\partial \varphi} \frac{d\varphi_t}{dt} + \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \frac{di_q}{dt} \quad (6.15)$$

Die Gleichungen (6.12) - (6.15) definieren ein Gleichungssystem, das sich nach der zeitlichen Ableitung der Ströme i_d und i_q auflösen lässt. Die Herleitung dazu befindet sich im Anhang in Kapitel 9.4. Mit $u_{in d}$ und $u_{in q}$ als Ersatzgrößen, definiert in (6.18) und (6.19), ergeben sich die Differentialgleichungen:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_{in d} \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} + L_s \right) - u_{in q} \left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \right)}{\left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} + L_s \right) \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} + L_s \right) - \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \right) \left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \right)} \quad (6.16)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{u_{in q} \left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} + L_s \right) - u_{in d} \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \right)}{\left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} + L_s \right) \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} + L_s \right) - \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \right) \left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \right)} \quad (6.17)$$

Mit den definierten Ersatzgrößen $u_{in d}$ und $u_{in q}$:

$$u_{in d} = u_d - R_s i_d - \frac{\partial \psi_d}{\partial \varphi_{el}} \cdot \omega_{el} + \omega_{el} \psi_q + \omega_{el} L_s i_q \quad (6.18)$$

$$u_{in q} = u_q - R_s i_q - \frac{\partial \psi_q}{\partial \varphi_{el}} \cdot \frac{\partial \varphi_{el}}{\partial t} - \omega_{el} \psi_d - \omega_{el} L_s i_d \quad (6.19)$$

Die einzelnen partiellen Ableitungen $\partial\psi/\partial\varphi_t$ und $\partial\psi/\partial i$ lassen sich je nach gewähltem Metamodell direkt oder diskretisiert berechnen. Damit sind die Differentialgleichungen (6.16) - (6.19) numerisch lösbar. Verwendet wird innerhalb der Werkzeugkette ein Runge-Kutta-Verfahren vierter Ordnung mit α und β als charakteristische Koeffizienten und k als Zwischenschritt des Verfahrens (vgl. [161]):

$$\frac{di_{d,q}}{dt} = T_{dgl\ d,q}(t, i_{d,q}) \quad (6.20)$$

$$i_{d,q}(t + \Delta t) = i_{d,q}(t) + \Delta t \sum_j^4 a_j k_j \quad (6.21)$$

$$k_j = T_{dgl\ d,q}\left(t + \frac{\Delta t}{\beta_j}, i_{d,q} + \Delta t \sum_l^4 a_{jl} k_l\right) \quad (6.22)$$

Ergebnis aus (6.21) sind die transienten Stromverläufe, die im Kurzschlussfall fließen.

Ein nahezu idealer Kurzschluss der PMSM tritt auf, wenn eine Kupferschiene am Klemmenkasten oder kurze Versorgungsleitungen an einem Terminal verwendet werden. Hier können die Klemmenspannungen der Maschine mit Null angenommen werden. Dann gilt:

$$u_d = u_q = 0 \quad (6.23)$$

Wird die Maschine während des Fahrbetriebs im Fehlerfall kurzgeschlossen, geschieht dies innerhalb der ansteuernden Leistungselektronik. Hier öffnen die High-Side-Schalter, während die Low-Side-Schalter schließen (oder umgekehrt). Somit fließt der Strom durch nicht-ideale Leistungshalbleiter und Dioden, die Spannungsabfälle verursachen. Diese wirken sich auf die Kurzschlussströme aus und müssen berücksichtigt werden. Darüber hinaus darf der Widerstand der Versorgungsleitungen nicht mehr vernachlässigt werden. Um diesen Einflüssen Rechnung zu tragen, werden Widerstände, Induktivitäten, Transistoren und Diodenkennlinien im uvw-System modelliert und in das dq-System transformiert.

Es ergibt sich so ein funktionaler Zusammenhang f_{inv} der Klemmenspannung u_d und u_q :

$$u_{d,q} = f_{inv}(i_d, i_q, \omega_{el}) \quad (6.24)$$

6.3.3 Quereinflüsse in unterschiedlichen Berechnungsmethoden

Die in Kapitel 6.3.1 vorgestellten etablierten Berechnungsverfahren, ermöglichen eine Berechnung der auftretenden Kurzschlussströme. An [152] angelehnt ergibt sich eine näherungsweise analytische Beschreibung der Kurzschlussströme $i_{d,q \text{ an}}$ für Maschinen mit konstanten Induktivitäten. Mit $i_{d,q \text{ ss}}$ als stationäre Kurzschlussströme (vgl. Kapitel 6.3.6) und φ_ψ als Winkel der Flussverkettung im dq-System gilt:

$$i_{d \text{ an}}(t) = e^{-t \frac{R_s(L_d + L_q)}{2L_d L_q}} \frac{|\psi|}{L_d} \cos(\omega_{el} t + \varphi_\psi) + i_{d \text{ ss}} \quad (6.25)$$

$$i_{q \text{ an}}(t) = e^{-t \frac{R_s(L_d + L_q)}{2L_d L_q}} \frac{|\psi|}{L_q} \cos\left(\omega_{el} t + \varphi_\psi + \frac{\pi}{2}\right) + i_{q \text{ ss}} \quad (6.26)$$

Weitergehend lassen sich die Kurzschlussströme in einer transienten 2D-FEM Simulation berechnen, in folgender Abbildung bezeichnet als $i_{d,q \text{ sim}}$ und nach der in Kapitel 6.3.2 beschriebenen numerischen Methode, bezeichnet als $i_{d,q \text{ num}}$. Umrichtereffekte und Rotor-schrägungen werden in einem ersten Methodenvergleich vernachlässigt. Die Ströme $i_{d,q}$ werden in den folgenden drei Abbildungen normiert auf den maximalen Betrag von $i_{d \text{ num}}$, die Zeit wird normiert auf die elektrische Periodendauer.

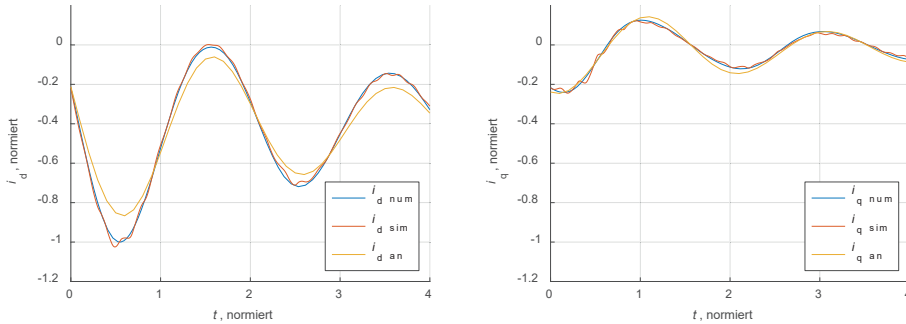


Abbildung 6.4: Berechnung der Kurzschlussströme mit unterschiedlichen Methoden

Die Abbildung zeigt, dass für eine genaue Bewertung von hochausgenutzten Traktionsantrieben die Berücksichtigung der sättigungsabhängigen Induktivitäten essentiell ist. Die analytische Gleichung kann diese nicht abbilden und weist eine Abweichung im Strompeak von 15 % auf. Die numerische Stromberechnung bildet einen zur transienten Simulation vergleichbaren Stromverlauf ab. Die Abweichungen zwischen den Methoden sind mit 2 % im Strompeak gering.

Aufbauend wird nun der Stromverlauf einer geschrägten Maschine $i_{d,q \text{ num}}(\varphi_{rs})$ mit dem einer nicht geschrägten Maschine $i_{d,q \text{ num}}$ verglichen.

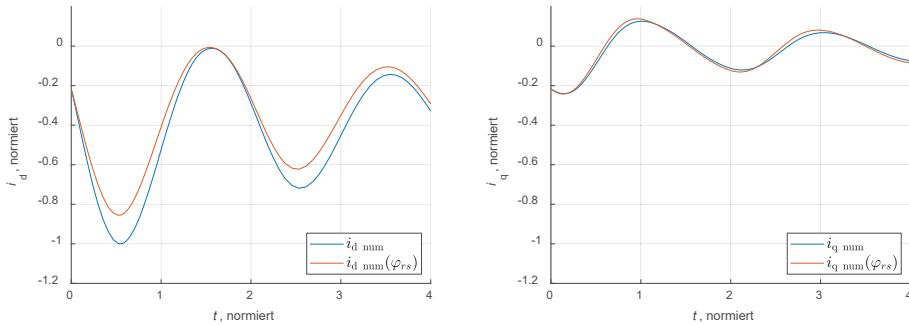


Abbildung 6.5: Einfluss der Rotorschrägung auf die Kurzschlussströme

Es zeigt sich, dass auch die Berücksichtigung der Rotorschrägung essentiell ist und die Amplituden im Stromverlauf um 14 % reduziert. Eine transiente FEM Simulation kann dieses Maschinenverhalten nur mit sehr hohem Rechenaufwand, durch eine 3D-Simulation oder eine mehrfach stark gekoppelte 2D-Simulation, abbilden. Die Robustheit, entsprechend der Konvergenz in der Lösung der FEM, ist vergleichsweise gering, sodass das numerische Verfahren hier wesentliche Vorteile bietet.

Der Einfluss des Umrichterhaltens ergibt sich aus den numerisch berechneten Stromverläufen mit zusätzlicher Berücksichtigung des Umrichterhaltens $i_{d,q \text{ num}}(u_{d,q})$.

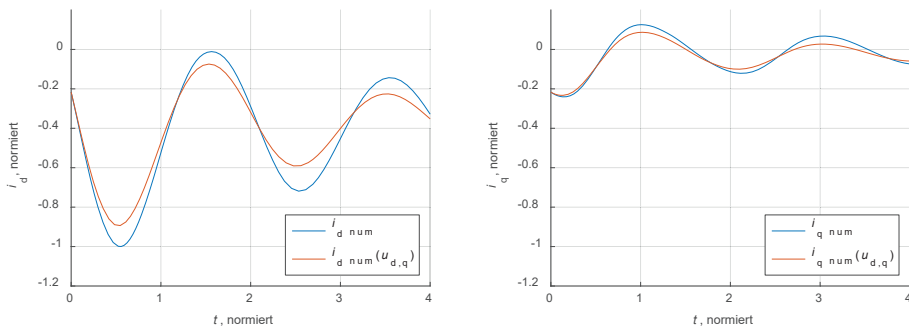


Abbildung 6.6: Einfluss des Maschinenumrichters auf die Kurzschlussströme

Es zeigt sich, dass das Umrichterverhalten den Strompeak wesentlich beeinflusst und hier um 11 % Prozent reduziert.

Die sequentielle Betrachtung identifiziert die sättigungsabhängigen Maschineninduktivitäten, die Rotorschrägung und das Umrichterverhalten als relevante Quereinflüsse für die genaue Bestimmung der auftretenden Kurzschlussströme. Die numerische Berechnungsmethode bietet gegenüber den etablierten Berechnungsmethoden den wesentlichen Vorteil, die

Quereinflüsse recheneffizient und mit hoher Genauigkeit abbilden zu können. Damit ist diese Methode im Gegensatz zu den etablierten Berechnungsverfahren geeignet, die Kurzschlussströme unter den gegebenen Anforderungen zu berechnen. Die abschließende experimentelle Validierung der Methode erfolgt in Kapitel 7.2.3.

6.3.4 Bewertung der Entmagnetisierungsfestigkeit

Der Stromverlauf im aktiven Kurzschluss kann kurzzeitig sehr hohe Strompeaks weit über dem Bemessungsstrom der Maschine beinhalten. Diese haben das Potential die Magnete der Maschine teilweise oder vollständig zu entmagnetisieren.

Die Maschine wird als vollständig entmagnetisierungsfest bewertet, wenn keine Entmagnetisierung nach einem Kurzschluss aus allen möglichen Betriebssituationen eintritt. Im anschließenden Zeitverlauf, mit sich einstellendem transienten Kurzschlussstrom, stellt üblicherweise das Maximum im $-i_d$ Stromverlauf den entmagnetisierungskritischen Augenblick dar. Der Betrag des Strompeaks hängt, neben den Flussverkettungskennfeldern und der Maschinenperipherie, wesentlich von der Betriebssituation der Maschine vor dem Kurzschluss ab, insbesondere von den Phasenströmen, der Motordrehzahl und der Magnettemperatur, aber auch von der Wicklungstemperatur und der Rotorposition.

Die Bewertung der Entmagnetisierungsfestigkeit wird unter Worst-Case-Bedingungen vorgenommen. Für NdFeB Magnete sind hohe Temperaturen kritischer, für Ferrite hingegen geringe Temperaturen (vgl. Kapitel 4.1.2). Aufgrund der sich einstellenden Stromgradienten sind generatorische Betriebspunkte bei betragsgleicher Bestromung kritischer als motorische. Für die Magnetbelastung ergibt sich ein Worst-Case-Situation für einen aktiven Kurzschluss, initial aus dem generatorischen Betrieb im Eckpunkt, das heißt bei höchstem Drehmoment und, mit nachgelagerter Relevanz, hoher Drehzahl.

Nach Bestimmung der auftretenden Stromverläufe müssen die dabei auftretenden Magnetbelastungen im Hinblick auf die Entmagnetisierungsrisiken bewertet werden. Folglich muss das Magnetfeld während der Zeitspanne bestimmt werden, in der der Strom ($-i_d$) den Höhepunkt erreicht. Die ausschließliche Berücksichtigung des Peaks ist für einen geschrägten Rotor nicht ausreichend. Daher müssen verschiedene Rotorstellungen der Maschine, mit den zugehörigen Stromkombinationen, in der FEM-Software innerhalb eines Parameter-Sweeps simuliert werden. Die Ströme aus der numerischen Berechnung werden in die Simulation importiert. Wenn, wie allgemein für die transiente SCC erwartet, eine Entmagnetisierung möglich ist, ist es nicht mehr zulässig den Magneten wie üblich mit konstanter Remanenzmagnetisierung zu modellieren. Stattdessen ist es notwendig, die Entmagnetisierungskennlinie zu berücksichtigen. Ergebnis der Simulation ist die räumliche Polarisation der einzelnen Magnete. Die Entmagnetisierung beginnt üblicherweise an den rotoräußeren Ecken der Magnete. Zur praxisrelevanten Bewertung dieser Entmagnetisierung wird die lokale Polarisation an weitere Simulationen übergeben, so dass final die Leerlaufspannung und das Nenndrehmoment (mit

entsprechend teilentmagnetisierten Magneten) im Vergleich zu der Referenz, vor dem aktiven Kurzschluss als Bewertungsergebnis bestimmt wird.

6.3.5 Entmagnetisierungsfestigkeit im Fahrzyklus

Die Auslegung der Maschine für den Worst-Case gewährleistet eine maximale Betriebssicherheit, führt jedoch zu einer restriktiven und teuren Maschinenauslegung, respektive teuren Magnetmaterialien. Unter Berücksichtigung der Wahrscheinlichkeit, dass parallel alle Worst-Case-Bedingungen an Magnettemperatur, Rotorwinkel, Maschinendrehzahl und Betriebspunkt gleichzeitig zutreffen und darüber hinaus eine Kurzschlussforderung aufgrund eines Fehlers besteht, ergibt sich, dass dieser Worst-Case für ganze Fahrzeugflotten im Lebenszyklus unwahrscheinlich ist. Deswegen ist es sinnvoll, um eine Überspezifikation zu vermeiden, die Entmagnetisierungsfestigkeit auch unter der praxisnahen Anforderung, den zu üblichen Betriebsbedingungen, zu prüfen. Eine Teilentmagnetisierung in seltenen Fällen kann zugelassen werden, um die Kosten der Maschine zu reduzieren.

Innerhalb der Maschinenbewertung wird deshalb zusätzlich die Entmagnetisierungsfestigkeit während eines Kurzschlusses aus den Betriebspunkten eines Fahrzyklus bewertet. Die Kurzschlussströme, aus jeder im Zyklus auftretenden Betriebssituation als initiale Situation für den aktiven Kurzschluss, werden untersucht. Aufgrund der großen Anzahl der Fahrsituationen im Fahrzyklus bietet die zuvor vorgestellte numerische Lösungsmethode wesentliche Vorteile. Die transienten Stromkurven können für jede Ausgangssituation unter Verwendung der gleichen Maschinencharakteristik effizient bestimmt werden. Es verbleibt lediglich der Aufwand der numerischen Lösung der Stromdifferentialgleichungen.

Die Bewertung der resultierenden Entmagnetisierung erfolgt exemplarisch für ausgewählte Peakströme, sodass ein Zusammenhang zwischen den Strompeaks $-i_d$ zu dem reduzierten Drehmoment und der reduzierten EMK hergestellt wird. An Zwischenstellen wird linear interpoliert, sodass effizient für jeden aus dem Fahrzyklus bestimmten Strompeak im Kurzschluss die Entmagnetisierungsfolgen als reduziertes Nennmoment und reduzierte EMK bestimmt werden kann. Es ergibt sich die in der folgenden Abbildung dargestellte beispielhafte Zuordnung:

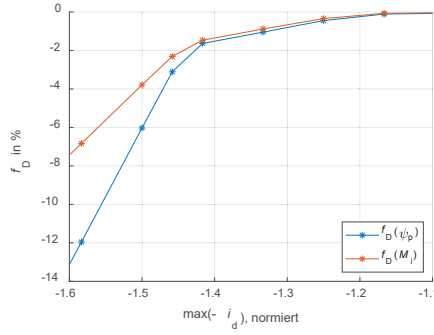


Abbildung 6.7: Entmagnetisierungsfolgen aus dem maximalen Kurzschlussstrom

In Abhängigkeit von den Folgeschäden, die durch den Kurzschluss verursacht werden, wird jeder im Fahrzyklus auftretende Betriebszustand beschrieben. Damit ergibt sich für den Fahrzyklus eine Wahrscheinlichkeitsverteilung von Entmagnetisierungsschäden, die neben dem Worst-Case eine weitere Bewertung der Entmagnetisierungsschäden ermöglicht. Es zeigt sich, dass das Risiko der Entmagnetisierung im Fahrzyklus wesentlich geringer ist und dabei praxisnäher bewertet wird, als bei einer ausschließlichen Worst-Case-Berücksichtigung. Die Betrachtung der Entmagnetisierungsfestigkeit im Fahrzyklus stellt damit einen relevanten Baustein dar, die Materialanforderungen des Magneten anforderungsgerecht zu gestalten, um den Anteil an schweren seltenen Erden im Magneten (für NdFeB insbesondere den die Koerzitivfeldstärke erhöhenden Dysprosiumanteil) zu reduzieren.

6.3.6 Berechnung und Bewertung der stationären Kurzschlussströme

Nach dem Abklingen der transienten Kurzschlussströme fließen im dq-System nahezu stationäre Kurzschlussströme $i_{d\,ss}$ und $i_{q\,ss}$. Unter Vernachlässigung der Oberschwingungsanteile ergeben sich die Ströme aus (6.12)-(6.15):

$$\frac{\partial \psi_d}{\partial \varphi_t} \approx 0, \quad \frac{\partial \psi_q}{\partial \varphi_t} \approx 0 \quad (6.27)$$

$$i_{d\,ss} = \frac{R_s u_d + \omega_{el} L_q u_q - \omega_{el}^2 \psi_p L_q}{R_s^2 + \omega_{el}^2 L_d L_q} \quad (6.28)$$

$$i_{q\,ss} = \frac{R_s u_q - \omega_{el} L_d u_d - \omega_{el} R_s \psi_p}{R_s^2 + \omega_{el}^2 L_d L_q} \quad (6.29)$$

Die Bestimmung von $i_{d\,ss}$ und $i_{q\,ss}$ erfolgt unter Berücksichtigung der Maschinenkennfelder und der Klemmenspannung im Kurzschluss. Darüber hinaus ist die Vernachlässigung der

Oberschwingungsanteile nicht zwingend. Die überschwingungsbehafteten Stromverläufe ergeben sich nach der Einschwingphase aus (6.20) und (6.22). Die Einschwingphase kann durch Annahme der initialen Situation $i_{d0} = i_{dss}$ und $i_{q0} = i_{qss}$ in den transienten Gleichungen minimiert werden.

Die stationären Kurzschlussströme sind für die überlagerte thermische Berechnung relevant. Die thermische Belastung von Maschine und Umrichter gilt es zu bewerten. Darüber hinaus muss die Fahrdynamik im Kurzschlussfall identifiziert und bewertet werden. Eine übermäßige (negative) Fahrzeugbeschleunigung ist zu vermeiden. Das Maschinenmoment ergibt sich aus (3.48), die Fahrdynamik anschließend aus (6.1)–(6.7).

6.4 Relevanz sekundärer Aspekte

Im Folgenden werden weitere, zuvor vernachlässigte Effekte analysiert und die Relevanz dieser für die elektromagnetische Bewertung diskutiert. Grundlage sind die Simulationsmodelle und Berechnungsergebnisse der Werkzeugkette, die mittels manueller Anpassungen weitergehende Untersuchungen ermöglichen. Die Effekte wurden exemplarisch für einige Maschinen untersucht und für diese als zweitrangig beurteilt, sodass diese nicht in den automatisierten Prozess der Werkzeugkette integriert sind. Nichtsdestotrotz können diese Effekte allgemein von Relevanz sein.

6.4.1 Skin- und Proximity-Effekt

Aufgrund von elektromagnetischen Wechselwirkungen ist der Phasenwiderstand abhängig von der elektrischen Frequenz. Die elektromagnetischen Felder in einer Maschine führen in Realität zu einer nicht homogenen Stromverteilung in den einzelnen Drähten, die zu höheren Kupferverlusten führt. Dabei wird zwischen dem Skin-Effekt und dem Proximity-Effekt unterschieden.

Der Skin-Effekt beschreibt, dass höherfrequente Wechselströme sich in den Randbereichen eines Leiters konzentrieren. Die Eindringtiefe r_{iAC} des Stroms in den Leiter, also der Bereich, in den der Strom gegenüber dem Randbereich auf ca. 37 % abgefallen ist, wird dabei Näherungsweise bestimmt, mit ρ_{cu} als spezifischer Widerstand von Kupfer (vgl. [162]):

$$r_{iAC} = \sqrt{\frac{2\rho_{cu}}{\omega_{el}\mu_0\mu_r}} \quad (6.30)$$

Damit ergeben sich die folgenden Eindringtiefen in Abhängigkeit von der elektrischen Frequenz bzw. der entsprechenden mechanischen Maschinendrehzahl für eine Maschine mit fünf Polpaaren:

Tabelle 6.2: Skin Effekt Tabelle

Elektrische Frequenz	5 Hz	50 Hz	500 Hz	5 kHz
Drehzahl	$60 \frac{1}{\text{min}}$	$600 \frac{1}{\text{min}}$	$6000 \frac{1}{\text{min}}$	$60000 \frac{1}{\text{min}}$
Eindringtiefe	29,7 mm	9,38 mm	2,97 mm	$938 \mu\text{m}$

Der basierend auf dem Skin-Effekt gegenüber dem Gleichstromwiderstand $R_{s\text{ DC}}$ vergrößerte AC-Phasenwiderstand $R_{s\text{ AC}}$ wird mit r_L als Radius der Litzen näherungsweise berechnet (vgl. [163]):

$$R_{s\text{ AC}} = \begin{cases} R_{s\text{ DC}} \left(1 + \frac{1}{3} \left(\frac{r_L}{2r_{i\text{AC}}} \right)^4 \right) & \text{für } \frac{r_L}{r_{i\text{AC}}} < 2 \\ R_{s\text{ DC}} \left(0,25 + \frac{r_L}{2r_{i\text{AC}}} + \frac{3}{64} \left(\frac{r_L}{2r_{i\text{AC}}} \right)^{-1} \right) & \text{für } \frac{r_L}{r_{i\text{AC}}} > 2 \end{cases} \quad (6.31)$$

Für die gegebene Maschine, bestehend aus einer Drahtwicklung mit Drähten im Durchmesser kleiner 1 mm, ist der Skin-Effekt ohne Relevanz.

Neben dem Skin-Effekt sorgen die elektromagnetischen Streufelder in den Windungsgebieten für eine inhomogene Stromverteilung. Im Rahmen einer zeitabhängigen FE-Simulation lassen sich die Stromverteilung in den einzelnen Drähten und die daraus resultierenden ohmschen Verluste numerisch berechnen. In der folgenden Abbildung ist exemplarisch eine Maschine in zwei Nutwicklungen mit einzelnen Wicklungsdrähten und deren Verschaltung detailliert modelliert. Im Bildausschnitt rechts dargestellt ist die normierte Änderung der Stromdichte in den vorderen Litzen für einen Simulationszeitpunkt. Es ergibt sich eine asymmetrische Stromdichteverteilung, besonderes in dem luftspaltnahen Randbereich der Wicklung mit einer um bis zu 30 % erhöhten Stromdichte in Teilbereichen einzelner Wicklungsdrähte. Maßgeblicher Grund sind Nutstrefelder in einer Stärke von bis zu 0,3 T im vorderen Wicklungsgebiet, die mit elektrischer Frequenz oszillieren, skizziert durch die roten Pfeile in Betrag und Richtung.

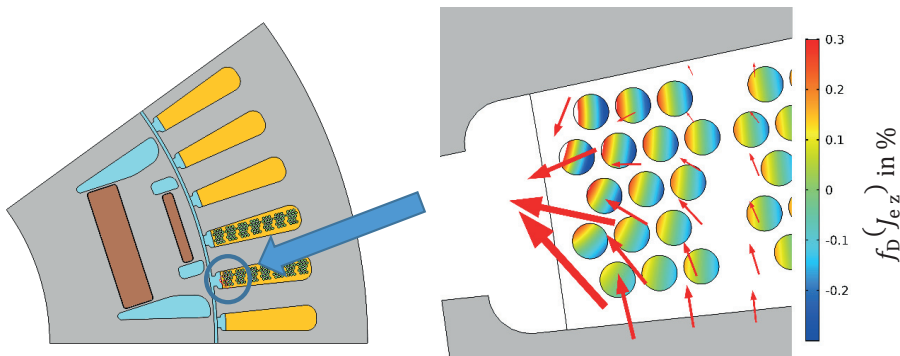


Abbildung 6.8: Normierte Differenzstromdichte in der Litze

Die Verluste in dem aktiven Teil der Windungen ergeben sich aus ohmschen Verlusten und zusätzlichen Wirbelstromverlusten (Skin-Effekt und Proximity-Effekt) und lassen sich innerhalb der Wicklungsdrhte als Flächenintegral aus der elektrischen Feldstärke E_z , der Stromdichte J_{ez} im Windungsgebiet Ω_{wd} und der Maschinenlänge l_{az} berechnen:

$$P_{cu\ AC} = \iint_{\Omega_{wd}} E_z J_{ez} d\Omega \cdot l_{az} \quad (6.32)$$

Für die oben gezeigte Maschine ergeben sich durch elektromagnetische Felder in den Windungsgebieten zusätzliche Verluste, die im zeitlichen Mittel unter den gegebenen Worst-Case-Bedingungen bei maximaler Drehzahl und maximalem Drehmoment weniger als 1 % der ohmschen Kupferverluste betragen. Damit gilt hier in sehr guter Näherung:

$$R_{s\ AC} = R_{s\ DC} \quad (6.33)$$

Dies ist nicht allgemeingültig. Für Maschine mit höheren Drehzahlen, höherer Polpaarzahl oder dickeren Leitern (wie zum Beispiel für Hairpin Wicklungen) ist diese Bewertung maschinenspezifisch erneut durchzuführen.

6.4.2 Umrichtereffekte

Die Vorgabe von idealen, in i_d und i_q konstanten, Strömen entspricht nicht der Realität. Durch die Taktungen im Umrichter und die Stromregelung entstehen im realen Maschinenbetrieb Stromberschwingungen. Die folgende Abbildung zeigt die Maschinenströme in i_d und i_q , die am Prüfstand gemessen wurden. Die Zeit wurde auf eine elektrische Periode normiert.

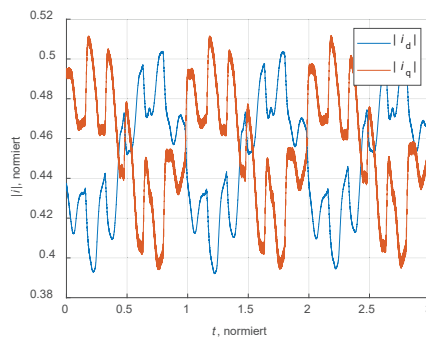


Abbildung 6.9: Gemessener berschwingungsbehafteter Phasenstrom

Dieser reale Stromverlauf ist nicht nur maschinenabhängig, sondern hängt insbesondere auch von dem Umrichter ab. Maßgeblich relevant sind die Taktfrequenz, die implementierte Stromregelung und die DC-Spannung in Wechselwirkung mit den Maschineninduktivitäten. Das daraus resultierende Maschinenverhalten wird initial nicht innerhalb der entwickelten

Werkzeugkette bewertet, da der Bewertungsprozess der Maschine losgelöst von den weiteren Fahrzeugkomponenten erfolgt. Nichtsdestotrotz wird im Folgenden exemplarisch gezeigt, wie sich mit den Simulationsmodellen der Werkzeugkette auch der Einfluss des Umrichters, hier maßgeblich der nicht sinusförmigen Ströme, hinsichtlich der induzierten Spannung und dem Drehmomentverlauf bewerten lässt.

Eine winkelabhängige Simulation berechnet das Drehmoment $M_i(\varphi_t)$ bei konstantem Strom. In einer weiteren Simulation wird zusätzlich der winkelabhängige Stromverlauf $i_{d,q}(\varphi_t)$ implementiert, sodass sich das Drehmoment $M_i(i_{d,q}, \varphi_t)$ ergibt.

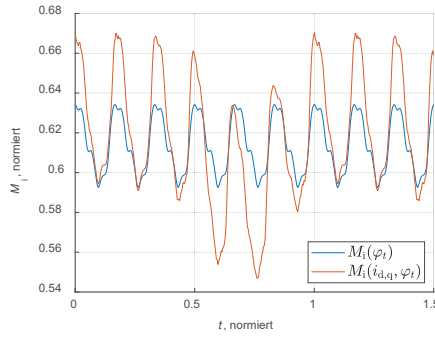


Abbildung 6.10: Drehmomentverlauf bei überschwingungsbehaftetem Strangstrom

Es zeigt sich, dass der reale Stromverlauf hier die Amplitude der sechsten Harmonischen im Drehmoment anregt.

Unter Berücksichtigung der Spannungsgleichungen (5.54) und (5.55) ergibt sich der Betrag der induzierten Spannung:

$$u_{\text{ind}}(\varphi_t) = \sqrt{u_{\text{ind d}}(\varphi_t)^2 + u_{\text{ind q}}(\varphi_t)^2} \quad (6.34)$$

Damit ergibt sich der Verlauf der induzierten Spannung:

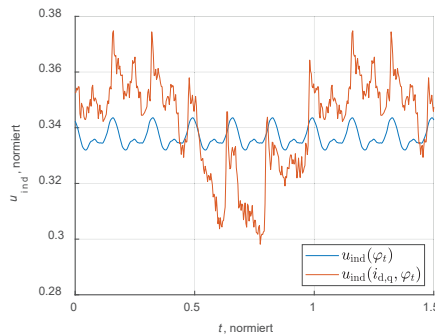


Abbildung 6.11: Spannungsverlauf bei überschwingungsbehaftetem Strangstrom

Eine weitere direkte elektromagnetische Rückwirkung hat die Stromwelligkeit auf die Eisenverluste der Maschine. Basierend auf der in Kapitel 5.4.3 gezeigten Berechnungsmethode ergibt sich eine Erhöhung der Verluste, im Folgenden aufgeteilt in Verluste im Stator und Verluste im Rotor, normiert auf die Wirkleistung der Maschine in dem untersuchten Teillast-Betriebspunkt bei Eckdrehzahl:

Tabelle 6.3: Eisenverluste bei Oberschwingungsbehaftetem Phasenstrom

Stromverlauf:	Eisenverluste		
	im Rotor	im Stator	in Summe
idealer Sinus	0,10 %	0,80 %	0,90 %
gemessener Stromverlauf	0,33 %	1,12 %	1,45 %

Es zeigt sich ein ausgeprägter Einfluss des Umrichters auf die induzierte Spannung, die Oberschwingungen des Drehmoments und die Eisenverluste in der Maschine. Um diese unerwünschten Effekte in den Prüfstandsmesswerten auszublenden, ergibt sich die Notwendigkeit sowohl bei der Spannungs-, als auch bei der Drehmomentmessung Tiefpassfilter zu verwenden, sodass die Oberschwingungsanteile nicht erfasst werden. Nachgelagert kann die Spannungswelligkeit dazu führen, dass die Maximalkennlinie im Feldschwächbetrieb nicht erreicht wird und sich die Eckdrehzahl entsprechend reduziert.

6.4.3 Wechselwirkung mit thermischen und mechanischen Effekten

Der bisherige Modellansatz nimmt eine nicht deformierbare Geometrie an. Bei näherer Betrachtung werden damit jedoch zwei Effekte vernachlässigt. Durch thermische Ausdehnungen im Material kommt es zu Geometriedeformationen im Rotor und Stator. Weitergehend weisen aktuelle Antriebe schmale Stege im Rotor auf. Diese Stege dehnen sich durch die Zentrifugalkräfte bei Drehung des Rotors, sodass mechanische drehzahlabhängige Spannungen zu geometrisch relevanten Dehnungen führen können. Diese beiden Effekte, mechanisch wie thermisch bedingt, werden im Folgenden exemplarisch hinsichtlich der elektromagnetischen Auswirkungen bewertet.

Zur Bewertung dieser Effekte wird eine schwach gekoppelte stationäre thermisch-, mechanisch-, elektromagnetische Simulation aufgebaut. Vorgegeben werden die elektromagnetischen Verluste, die Rotordrehzahl sowie der Phasenstrom. Aus den vorgegebenen Verlusten wird zunächst im thermischen Modell die Temperaturverteilung in der Maschine berechnet. Wesentliche Randbedingung ist hier u.a. die Kühlwassertemperatur am äußeren Statorrand. Diese Temperaturverteilung wird der mechanischen Simulation übergeben, die die thermischen Spannungen und Dehnungen berechnet. Zusätzlich überlagert berechnet wird die Rotordeformation basierend auf den Zentrifugalkräften bei vorgegebener Rotordrehzahl. Die so entstehende deformierte Maschinengeometrie wird der elektromagnetischen Simulation übergeben, die die elektromagnetischen Felder bestimmt. Als

elektromagnetisch relevant wird dabei insbesondere die Deformation der Luftspaltgeometrie identifiziert. Es zeigen sich Dehnungen an der Rotoroberfläche und an den Statorzähnen, die die Luftspaltbreite verringern.

Im Polarkoordinatensystem wird $d_{\text{disp}}(\phi_P)$ als auf die Luftspaltbreite normierte radiale Verschiebung der Rotoroberfläche oder der Außenfläche der Statorzähne definiert, in Abhängigkeit vom Polarwinkel ϕ_P .

Die Betrachtung der Auswirkungen der Rotordeformation durch die Zentrifugalkräfte bei Maximaldrehzahl n_{max} und halber Maximaldrehzahl ist in der folgenden Abbildung dargestellt. In dieser sind keine thermischen Dehnungen enthalten. Es zeigt sich eine Ausdehnung des Rotors in den Luftspalt bei Maximaldrehzahl von bis zu 3,3 % der Luftspaltbreite.

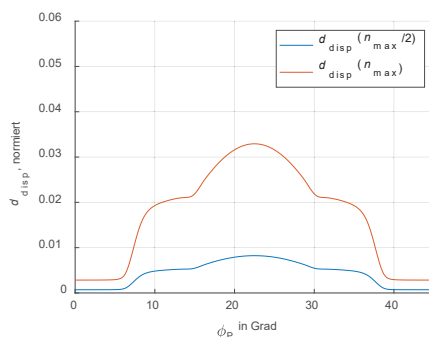


Abbildung 6.12: Dehnungen an der Rotoroberfläche durch Zentrifugalkräfte

Die Betrachtung der thermischen Dehnung von Rotor und Stator basiert auf der initialen Berechnung der Temperaturverteilung (vgl. folgende Abbildung, links). Die Maschine erwärmt sich aufgrund der ohmschen Verluste und der Eisenverluste P_{FE} , die den maximalen Verlusten im Dauerbetrieb (S1-Betrieb) entsprechen. Es stellt sich eine typische stationäre Temperaturverteilung im S1-Betrieb ein. Die Kühlwassertemperatur beträgt 60°C , die Maximaltemperatur im Rotor der Maschine beträgt ca. 120°C . Diese Erwärmung führt zu thermischen Deformationen. In der folgenden Abbildung (rechts) dargestellt sind die Deformationen $d_{\text{disp}}(\phi_P)$ der Rotoroberfläche (durchgezogene Linie) sowie $-d_{\text{disp}}(\phi_P)$ von der Statorzahnoberfläche (gestrichelt) für die gegebene Temperaturverteilung, sowie für eine nicht dargestellte Temperaturverteilung bei halber elektromagnetischer Verlustleistung.

Temperaturverteilung (S1-Betrieb)

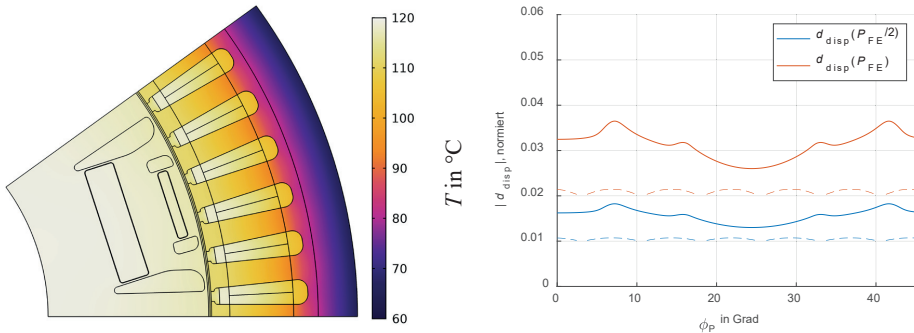


Abbildung 6.13: Luftspaltdeformation durch thermische Dehnungen

Die gekoppelte Berechnung der Geometriedeformation, aufgrund von thermischer Ausdehnung und Zentrifugalkräften, ist in der folgenden Abbildung dargestellt. Es zeigt sich eine nahezu ideale Superposition der Deformationen. Unter Worst-Case-Bedingung, das heißt maximaler Maschinendrehzahl und maximaler Maschinentemperatur, ergibt sich eine Reduktion der Luftspaltbreite von maximal 8 %, davon ca. 6 % basierend auf der Rotordeformation und 2 % basierend auf der Statordeformation.

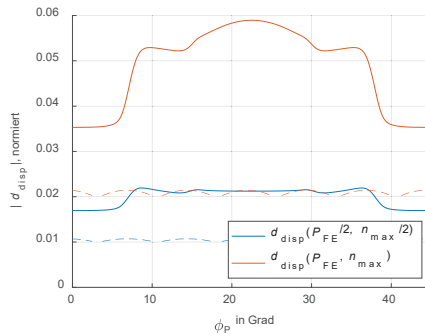


Abbildung 6.14: Gekoppelte Simulation von thermischen und mechanischen Dehnungen

Eine Simulation des magnetischen Verhaltens der deformierten Geometrie unter Vernachlässigung aller weiteren thermischen Effekte, wie der Temperaturabhängigkeit der Remanenzmagnetisierung, zeigt eine Erhöhung der Flussverkettung, begründet in der Verringerung des magnetischen Widerstands durch die Reduktion der Luftspaltbreite, in Abhängigkeit von der Rotordrehzahl und der Verlustleistung:

Tabelle 6.4: Auswirkungen der Luftspaltdeformation auf die Maschineninduktivitäten

Rotordrehzahl	Verlustleistung	$f_{\text{avgD}}(d_{\text{disp}})$ am Rotor	$f_{\text{avgD}}(d_{\text{disp}})$ am Stator	$f_{\text{D}}(\psi_{\text{d}})$	$f_{\text{D}}(\psi_{\text{q}})$
$\omega_{\text{Rmax}} / 2$	0	+0,43 %	-0,00 %	+0,02 %	+0,07 %
ω_{max}	0	+1,73 %	-0,00 %	+0,20 %	+0,29 %
0	$P_{\text{fe}} / 2$	+1,57 %	-1,05 %	+0,55 %	+0,61 %
0	P_{fe}	+3,15 %	-2,11 %	+1,02 %	+1,19 %
$\omega_{\text{Rmax}} / 2$	$P_{\text{fe}} / 2$	+2,01 %	-1,05 %	+0,58 %	+0,67 %
ω_{Rmax}	P_{fe}	+4,88 %	-2,11 %	+1,26 %	+1,49 %

Die Zentrifugalkräfte und die thermische Ausdehnung reduzieren im Worst-Case in Summe die mittlere Luftspaltbreite um 7 %. Die Rückwirkungen auf die elektromagnetischen Felder bewirken eine Erhöhung der Flussverkettung um bis zu 1,5 %. Die daraus resultierenden Auswirkungen sind in Summe zu gering, um den hohen Berechnungsaufwand der mehrfach gekoppelten Simulation zu rechtfertigen, sodass die Wechselwirkung nicht automatisiert innerhalb der Werkzeugkette berücksichtigt wird. Thermische Spannungen lassen sich in Prüfstandsmessungen vermeiden, wenn eine homogene Temperaturverteilung in der Maschine erreicht wird. Dies wird allgemein angestrebt und durch ausreichende Vortemperierung und kurze Messzeiten erreicht.

7 Prüfstandsmessungen

Dieses Kapitel thematisiert die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Prüfstandsmessungen zur Validierung und Optimierung der Werkzeugkette. Untersuchungsgrundlage ist ein permanenterregter Synchronmotor eines batterieelektrischen Kompaktklassefahrzeugs sowie der Prototyp einer daraus abgeleiteten optimierten Maschine.

Zunächst wird in Kapitel 7.1 gezeigt, wie sich die Differenzen zwischen Messung und Werkzeugkette verwenden lassen, um die Parameter der Maschine zu optimieren und in einem zyklischen Prozess Simulationsparameter zu verbessern. Hier werden die Messergebnisse der optimierten Maschine verwendet, die gegenüber der Serienmaschine hinsichtlich Rotortopologie, der verwendeten Materialien und Maschinenparameter neuartig ist und mehr Unsicherheiten aufweist.

Aufbauend werden in Kapitel 7.2 alle unterschiedlichen Betriebssituationen der Maschine am Prüfstand beschrieben und vermessen. Die Ergebnisse von der Bewertung werden mit den Messwerten vom Prüfstand verglichen, um die Werkzeugkette experimentell zu validieren und die final erreichte Bewertungsgenauigkeit darzustellen. Diese Ergebnisse werden am Beispiel des Serienantriebs dargestellt und sind mit den Ergebnissen der optimierten Maschine vergleichbar.

In Kapitel 7.3 wird auf Grundlage der Bewertungsergebnisse ein Versuchsplan für Prüfstandsmessungen erstellt. Dieser Versuchsplan dient einer effizienten elektromagnetischen Prüfung der Maschine, wie sie beispielsweise in einem EoL (End of Line) Test durchgeführt werden könnte. Durch die Kombination von Simulationsergebnissen und einer reduzierten Prüfstandsmessung kann das Betriebsverhalten mit hoher Genauigkeit, auch bei Unsicherheiten oder Fertigungstoleranzen, prognostiziert werden. Ziel ist es die Prüfzeit zu reduzieren, indem charakteristische Betriebspunkte hoher Relevanz identifiziert werden.

Der Prüfstand besteht aus einer Lastmaschine, die drehzahlregelt betrieben wird. Über eine Welle mit Stahllamellenkupplungen, einer Drehmoment-Drehzahl-Messwelle und eine Lagereinheit wird das DUT (Device Under Test), hier als permanenterregte Synchronmaschine, an die Lastmaschine gekoppelt. Der Prüfling wird von einem Umrichter stromgeregelt betrieben. Gemessen werden neben Drehmoment und Drehzahl die Spannungen an den Maschinenklemmen, die Phasenströme sowie die Rotorlagegebersignale des DUT. Dazu werden die Signale sowohl direkt, hochfrequent abgetastet ausgewertet, als auch als vorverarbeitete Signale aus einem Leistungsanalysator ausgewertet. Das DUT wird im Betrieb mittels Wasserkühlung temperiert. Ziel ist es, in den Messungen eine möglichst homogene und definierte Temperaturverteilung zu erreichen.

Die folgende Tabelle listet die verwendete Hardware und die erfassten Größen auf, mit i_{Ha} , u_{Ha} , P_{Ha} , S_{Ha} als Strom, Spannung, Wirkleistung und Scheinleistung der Ha -ten Harmonischen, φ_{SP} als Phasenverschiebungswinkel, ϑ_{wk} als Wickelkopftemperatur und ϑ_{kw} als Kühlwassertemperatur.

Die verwendete Hardware entspricht dem etablierten Stand der Prüfstandstechnik und ist entsprechend auch mit vergleichbarer Hardware von Fremdfirmen abbildbar.

Tabelle 7.1: Prüfstandshardware

Gerät	Hersteller, Bezeichnung	Erfassung von
Lastmaschine	Krebs & Aulich, PMW132L4P3	ω_R
Umrichter des DUT	Semikron, SKAI	i_d, i_q ϑ_{wk}
Drehmoment-Drehzahl Messwelle	HBM, K-T40B	ω_R, M_a
Stromwandler	LEM, IT 700-S	i_u, i_v, i_w
Highspeed-Messtechnik	HBM, Genesis 7tA	i_u, i_v, i_w u_u, u_v, u_w φ_t
Leistungsanalysator	Yokogawa, WT3000	$i_{Ha}, u_{Ha}, P_{Ha}, S_{Ha}$ $\cos(\varphi_{SP})$ ω_R, M_a, η_{em}
Kühlaggregat	Julabo, FBW55	ϑ_{kw}

7.1 Parametersensitivitäten und -optimierung

Neben den bekannten oder genau messbaren Maschinenparametern gibt es auch einige, die oft unbekannt oder nur in einem großen Toleranzfenster bestimmbar sind. Als häufig nicht ausreichend genau wurden die Streuinduktivitäten, die aktive Länge der Maschine, die Sättigungsinduktion, die tatsächlichen Rotorschrägungswinkel und die Remanenzmagnetisierung der Magnete identifiziert (vgl. Kapitel 4.5). Im Folgenden werden die Bewertungsergebnisse der Werkzeugkette in Kombination mit Prüfstandsmessungen genutzt, um die ungenau bekannten Maschinenparameter so zu justieren, dass Bewertungsergebnis und Messwerte in bestmöglicher Übereinstimmung sind.

7.1.1 Parametersensitivitäten

Folgende Tabelle stellt den Erwartungsbereich der ungenau bekannten Parameter dar:

Tabelle 7.2: Erwartungsbereich der ungenau bekannten Maschinenparameter

Variationsparameter	x_{red}	x_{N}	x_{erw}
Remanenzmagnetisierung	$0,90 B_r$	B_r	$1,1 B_r$
aktive Länge	$0,95 l_{a z}$	$0,98 l_{a z}$	$1,00 l_{a z}$
Sättigungsinduktion	$0,9 J_{p \text{ sat}}$	$J_{p \text{ sat}}$	$1,1 J_{p \text{ sat}}$
Streuinduktivität	$0,02 L_q$	$0,07 L_q$	$0,12 L_q$
Rotorschrägungswinkel	$0,85 \varphi_{rs}$	φ_{rs}	$1,15 \varphi_{rs}$

Die Sensitivität D_s des Variationsparameter auf die Ergebnisgröße y_a wird definiert als die normierte Änderung der Ergebnisgröße bei Variation des Parameters zwischen minimalem x_{red} und maximalem Erwartungswert x_{erw} des Variationsparameters:

$$D_s = \frac{y_a(x_{\text{red}}) - y_a(x_{\text{erw}})}{x_{\text{red}} - x_{\text{erw}}} \frac{x_{\text{N}}}{y_{a \text{ N}}} \quad (7.1)$$

Eine Sensitivität im Betrag größer eins ergibt einen überproportionalen Zusammenhang, von null einen nicht vorhandenen. Für die unterschiedlichen Betriebssituationen der Maschine ergeben sich unterschiedliche Ergebnisgrößen. Im Leerlaufbetrieb werden die Spannungsgrundwelle u_1 und die Oberschwingungsanteile $u_{Ha>1}$ verglichen, im Betriebskennfeld das Drehmoment M_a und die Spannungsgrundwelle u_1 , im aktiven Kurzschluss der transiente Strompeak $\max(|i_d|)$, sowie der stationäre mittlere Strombetrag bei Referenzdrehzahl $|i_{d,q \text{ ss}}|$. Mit Variation der Parameter ergeben sich aus den Bewertungsergebnissen der Werkzeugkette die Parametersensitivitäten:

Tabelle 7.3: Parametersensitivitäten

		Leerlaufbetrieb		Kennfeldbetrieb		Aktiver Kurzschluss	
		u_1	$u_{Ha>1}$	M_a	u_1	$\max(i_d)$	$ i_{d,q \text{ ss}} $
Remanenzmagnetisierung	B_r	1,28	1,64	0,48	0,11	0,54	1,36
aktive Länge	$l_{a z}$	1,00	1,00	0,99	0,93	0,61	0,11
Sättigungsinduktion	$J_s(H)$	-0,29	-0,63	0,48	0,70	0,18	-0,39
Streuinduktivitäten	L_s	0,00	0,00	0,00	0,98	-0,94	-0,24
Rotorschrägungswinkel	φ_{rs}	-0,04	-4,53	-0,06	0,03	-0,09	-0,09

7.1.2 Ansatz der Parameteroptimierung

Die Justierung eines oder mehrerer Parameter basiert auf der Minimierung der Abweichungen zwischen Bewertungsergebnis y_{sim} und Messwert y_{mea} . Das Bewertungsergebnis wird dazu initial als von den Parametern $x_1, x_2 \dots x_n$ abhängige Funktion dargestellt. Die Funktion ist im einfachsten Fall eine Interpolationsfunktion:

$$y_{\text{sim}} = f(x_1, x_2 \dots x_n) \quad (7.2)$$

Die normierte Abweichung D_k zwischen Bewertungsergebnis und den Messwerten y_{mea} einer Parameterkombination $x_1, x_2 \dots x_n$ wird definiert als:

$$D_k = \sum \left| \frac{f(x_1, x_2 \dots x_n) - y_{\text{mea}}}{y_N} \right| \quad (7.3)$$

Die Minimierung der Abweichung D_k führt zu den Werten der Parameter mit bestmöglicher Übereinstimmung von Simulation und Messung:

$$\min_{x_1, x_2 \dots x_n} D_k(x_1, x_2 \dots x_n) \quad (7.4)$$

7.1.3 Anpassung der Rotorschrägung und der Streuinduktivität

Für die zu untersuchende Maschine stand vom Elektroblechhersteller die Sättigungsinduktion zur Verfügung, die Magnetcharge wurde vom Magnethersteller der Maschine vermessen, so dass auch dieser Wert bekannt war. Damit verbleiben für den Prüfling die ungenau bekannten Parameter des Rotorschrägungswinkels, der aktiven Länge sowie der Streuinduktivität. Die Bestimmung der aktiven Länge und der Rotorschrägungswinkel basieren auf dem Minimieren der Abweichung zwischen Simulation und Messung der Leerlaufspannung. Die Streuinduktivität wird im Abgleich des aktiven Kurzschlusses justiert. Hier bestehen jeweils ausgeprägt sensitive Zusammenhänge (vgl. Tabelle 7.3).

Die Simulation der Referenz-Rotorschrägung, also der spezifizierten Vorgabe gemäß der Geometriedefinition zeigt in den Ergebnissen, eine vergleichsweise große Abweichung zwischen Simulation und Messung in den Spannungsüberschwingungen. Es zeigt sich auch, dass diese ausgeprägt sensitiv auf Änderungen der Rotorschrägung reagieren:

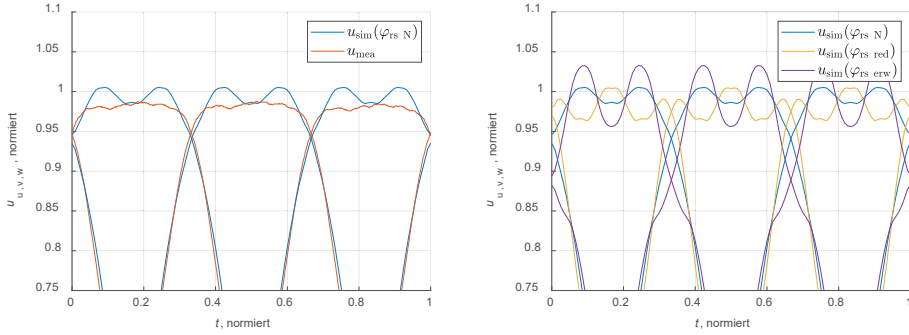


Abbildung 7.1: Spannungverlauf in Abhängigkeit der Rotorschrägung

Die induzierte Klemmspannung der Simulation lässt sich hier numerisch darstellen, als mehrfach summierte Spannung in Abhängigkeit des Rotorwinkels. Mit $f(\varphi)$ als induzierte Spannung eines ungeschrägten Teilsegments der Maschine gilt für die geschrägte gesamte Maschine:

$$u_{\text{num}}(\varphi_t, \varphi_{rs}, l_{az}) = \frac{l_{az}}{l_{a \text{ ref}}} \sum_t f(\varphi_t + \varphi_{rsi}) \quad (7.5)$$

Damit ergibt sich in Abhängigkeit der gewählten Rotorschrägungswinkel die mittlere Abweichung zwischen Messung und Berechnung. Auf eine Normierung und Wichtung wird in diesem Fall verzichtet:

$$D_k = \sum_{\varphi_t} |u_{\text{num}}(\varphi_t, \varphi_{rs}, l_{az}) - u_{\text{mea}}(\varphi_t)| \quad (7.6)$$

Die numerische Minimierung von D_k liefert ein optimiertes Ergebnis der Rotorschrägungswinkel $\varphi_{rs \text{ opt}}$ und der aktiven Länge der Maschine. Der Stapelfaktor ergibt sich zu 96,3 %, die Rotorschrägungen weichen von der Spezifikation um bis zu 10 % ab. Die sich nun ergebenden, gut übereinstimmenden, Spannungen sind in der folgenden Abbildung dargestellt:

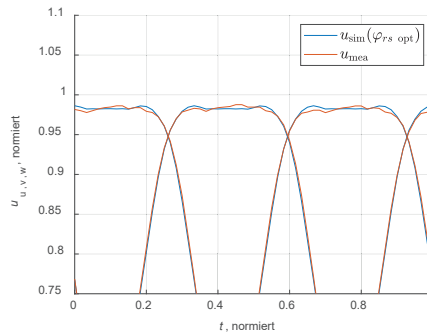


Abbildung 7.2: Spannungverlauf bei optimierter Rotorschrägung

Eine Oberflächenmagnetfeldmessung auf dem Rotor der Maschine ermöglichte nachträglich die messtechnische Bestimmung der tatsächlichen Rotorschrägungswinkel und bestätigt die Parameterverbesserung durch die im Parameteroptimierungsprozess identifizierten Schrägungswinkel.

Tabelle 7.4: Optimierter Rotorschrägungswinkel

	Rotorschrägungswinkel φ_{rs} , normiert	$f_{avgD}(\varphi_{rs})$
spezifiziert	-1.000, -0.582, -0.161, 0.161, 0.582, 1.000	5,0 %
parameteroptimiert	-0.946, -0.483, -0.111, 0.087, 0.517, 0.937	1,7 %
gemessen	-0.954, -0.525, -0.114, 0.125, 0.532, 0.936	= 0 %

Wie zuvor identifiziert stellt die Streuinduktivität einen weiteren wesentlichen Faktor zur konsistenten Berechnung in der Werkzeugkette dar. Der initiale Wert in der Berechnungsmethodik basiert hier auf Erfahrungswerten, eine rein messtechnische Bestimmung ist nicht möglich, eine geometrische Ableitung aufwendig (vgl. [164]). Aus diesem Grund wird die hohe Sensitivität der Streuinduktivität auf die Phasenströme im Betriebspunkt des aktiven Kurzschlusses genutzt, um diesen Parameter zu justieren. Die Simulation im Erwartungsbereich der Streuinduktivität liefert innerhalb der Werkzeugkette die folgenden stationären und transienten Stromverläufe:

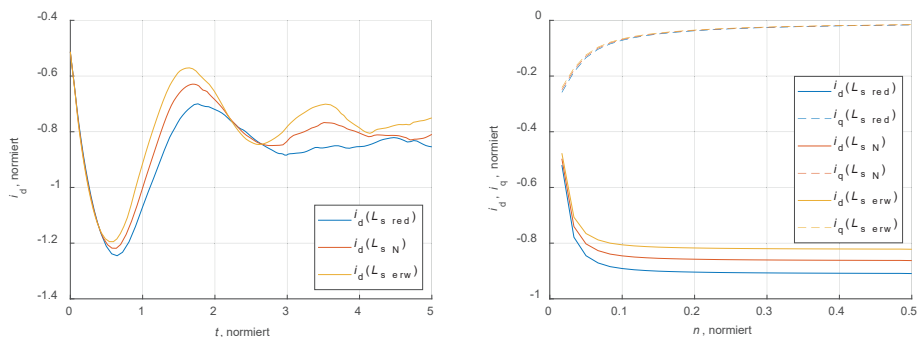


Abbildung 7.3: Simulierte Kurzschlussströme mit unterschiedlichen Streuinduktivitäten

Der Wert der Streuinduktivität wird innerhalb der Optimierung so gewählt, dass der dynamische Strompeak $|-i_d|$ und die stationären Kurzschlussströme in bestmöglicher Übereinstimmung sind. Es ergibt sich eine Streuinduktivität in Höhe von 3,8 % von L_q . Eine messtechnische Validierung des identifizierten Parameters ist nicht möglich. Der Wert wird jedoch durch die gute Übereinstimmung von Simulation und Messung im Betriebskennfeld bestätigt.

7.2 Experimentelle Validierung

Die Validierung der Werkzeugkette erfolgt durch einen Vergleich der charakteristischen Bewertungsergebnisse in den einzelnen Betriebszuständen der Maschine mit den Messergebnissen einer Prüfstandsmessung. Normiert wird die Abweichung zwischen Bewertungsergebnis und Messung auf den Nennwert der Maschine. Bei der Betrachtung mehrerer Betriebssituationen ergibt sich der mittlere Fehler f_{avgD} und der maximale Fehler f_{maxD} .

7.2.1 Leerlaufversuche

Leerlaufversuche stellen den Versuch dar, bei dem die Maschine nicht bestromt wird, sondern mit offenen Klemmen angetrieben wird. An den Maschinenklemmen wird die Spannung gemessen. Diese Versuche haben den wesentlichen Vorteil, dass der Messwert nicht sensitiv auf stromabhängige Effekte, wie Induktivitäten, reagiert. Die dargestellten Spannungen sind Strangspannungen in Bezug auf einen imaginären, kapazitiv gekoppelten Sternpunkt, da der Sternpunkt der Maschine nicht kontaktierbar ist. Um eine Vergleichbarkeit von Messwerten und Bewertungsergebnissen zu ermöglichen müssen die Simulationen u_{sim} um die nicht messbare Nullkomponente korrigiert werden. Nach der Korrektur zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung im Klemmspannungsverlauf.

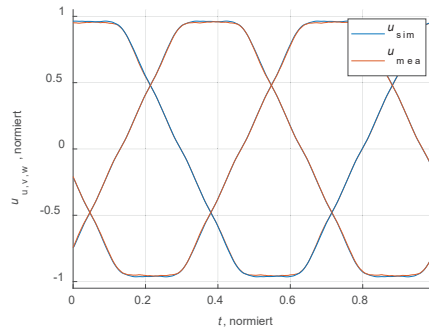


Abbildung 7.4: Spannungsverlauf im Leerlaufbetrieb

In der folgenden Abbildung wird der Betrag der einzelnen Harmonischen innerhalb einer FFT näher aufgelöst.

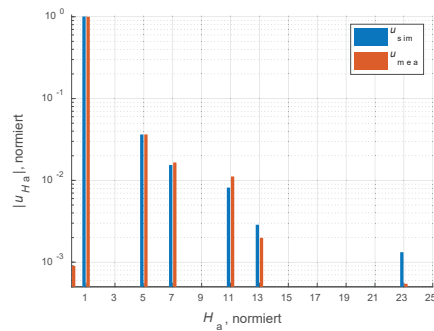


Abbildung 7.5: Spannungsbeitrag im Frequenzbereich

Es zeigt sich in eine sehr gute Übereinstimmung der Grundwelle, sowie der 5. und 7. Harmonischen. In der 11, 13 und 23. Harmonischen nimmt der relative Fehler bezogen auf den Messwert der entsprechenden Harmonischen zu, der absolute Fehler bezogen auf die Grundwelle ist zu vernachlässigen.

Tabelle 7.5: Fehler der EMK

Harmonische (H_a)	1	5	7	11	13	23
$f_D(u_{Ha})$	0,7 %	0 %	-0,1 %	-0,3 %	+0,1 %	+0,1 %

7.2.2 Betrieb im Maschinenkennfeld

Der Betrieb im Maschinenkennfeld kann motorisch oder generatorisch erfolgen. Wesentliche Stellgrößen am Prüfstand sind die Nenndrehzahl, die von der Lastmaschine geregelt wird, sowie die Stromkombination in i_d und i_q , die vom Umrichter in den Prüfling eingeprägt wird. Am Prüfstand gemessen werden die Signale der Drehmoment-Drehzahl-Messwelle, Ströme und Spannungen. Dabei werden die vom Leistungsanalysator ausgegebenen Grundwellenamplituden der Strangspannung und ein tiefpassgefiltertes Drehmomentsignal ausgewertet. Für eine Drehzahl im Grundstellbereich ergeben sich damit über i_d und i_q folgende Abweichung $f_D(M_a)$ und $f_D(u_1)$ zwischen Ergebnis der Werkzeugkette und Messung. Die zugehörigen Wertetabellen der folgenden Abbildung 7.6 und Abbildung 7.7 sind im Anhang in Kapitel 9.5 dargestellt.

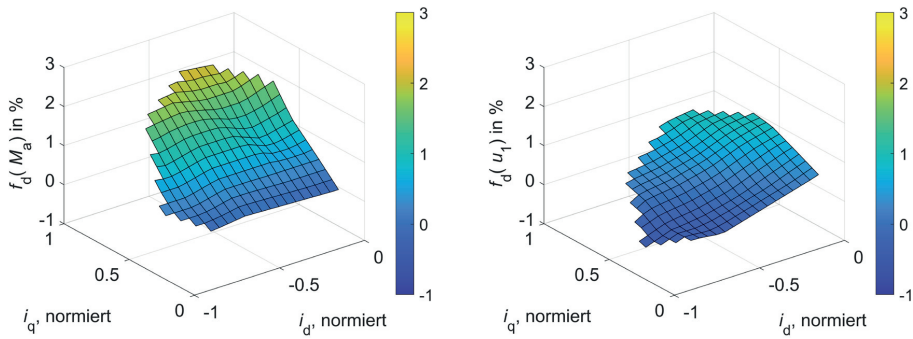


Abbildung 7.6: Abweichungen im Betriebskennfeld im Grundstellbereich

Es zeigt sich, dass die Werkzeugkette geringfügig höhere Drehmomente und Spannungen berechnet. Für eine Drehzahl im Feldschwäcbereich ergibt sich über i_d und i_q folgende Abweichung zwischen Messung und Bewertungsergebnis für das Drehmoment und die Strangspannung:

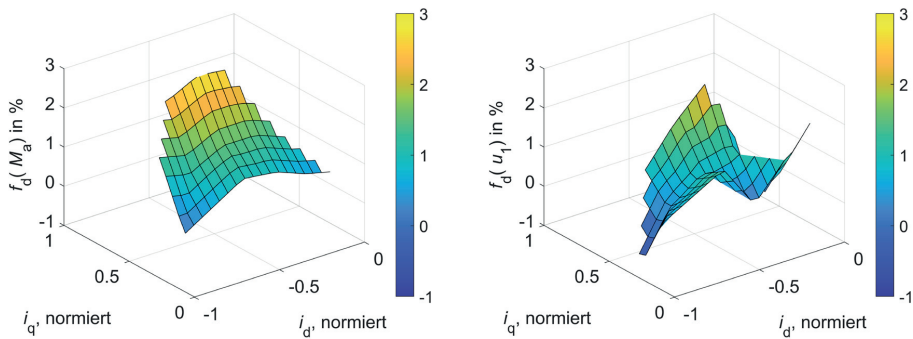


Abbildung 7.7: Abweichungen im Betriebskennfeld im Feldschwäcbereich

Damit erreicht die Werkzeugkette in den am Prüfstand untersuchten 21 Betriebspunkten im Grundstellbereich und 13 Betriebspunkten im Feldschwäcbereich eine gute Übereinstimmung von den Berechnungsergebnissen der Werkzeugkette und den Messwerten am Prüfstand.

Tabelle 7.6: Mittlere und maximale Abweichung im Betriebskennfeld

	$f_{\text{avgD}}(M_a)$	$f_{\text{maxD}}(M_a)$	$f_{\text{avgD}}(u_1)$	$f_{\text{maxD}}(u_1)$
Grundstellbereich	0,6 %	2,3 %	0,3 %	1,0 %
Feldschwäcbereich	0,8 %	3,1 %	0,6 %	2,8 %

7.2.3 Betrieb im aktiven Kurzschluss

Zum Messen des dynamischen Kurzschlussverhaltens wird die Maschine initial in einem ausgewählten Betriebspunkt betrieben. Anschließend enthält der Umrichter die Signale zum Nothalt, also zum aktiven Kurzschluss aller drei Phasen. Damit ist der Fehlerfall, aktiver Kurzschluss, manuell am Prüfstand herbeigeführt. Die auftretenden Ströme, Spannungen und die Rotorlage werden hochfrequent gemessen. Die Maschinendrehzahl wird dabei weiterhin durch die Lastmaschine eingeregelt, um während der Messung möglichst konstant zu bleiben. Der gemessene Phasenstrom wird in das dq-Koordinatensystem transformiert und mit dem Ergebnis der Werkzeugkette verglichen.

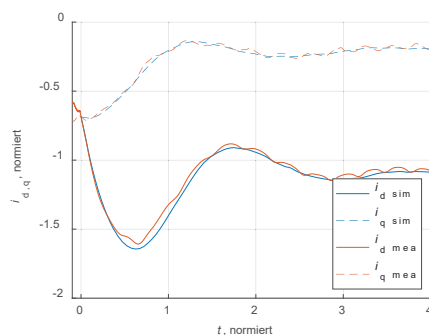


Abbildung 7.8: Dynamische Kurzschlussströme

Die mittlere Abweichung von Simulation und Messung beträgt 1,32 % für i_d und 0,73 % für i_q . Der maximale Strombetrag von i_d hat dabei besondere Relevanz. Dieser wird innerhalb der Werkzeugkette mit einer Genauigkeit von 1,01 % vorhergesagt.

Um das zu erwartende dynamische Drehmoment zu plausibilisieren, das sich mit der gegebenen Drehmoment-Drehzahl-Messwelle nicht hochfrequent messen lässt, wird aus den gemessenen Strömen und den dazu simulierten Induktivitäten das Drehmoment berechnet (in der folgenden Abbildung als „Messung“ bezeichnet). Dies wird mit den Ergebnissen der Berechnung der Werkzeugkette verglichen. Die berechneten Abweichungen zwischen der „Messung“ und der Berechnung werden im Folgenden in Klammern angegeben, da es sich hier nicht um eine direkt gemessene Größe handelt.

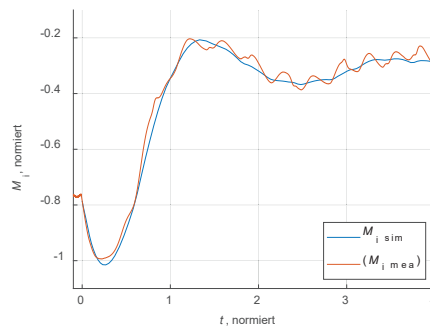


Abbildung 7.9: Dynamisches Drehmoment im aktiven Kurzschluss

Das aus den gemessenen Strömen berechnete Maschinendrehmoment ist in guter Übereinstimmung mit den Ergebnissen der Werkzeugkette: Die Abweichung des Drehmoments im Maximalpeak beträgt (2,16 %), die mittlere Abweichung beträgt (1,1 %).

Nachdem die dynamischen Kurzschlussströme abgeklungen sind, stellen sich im dq-System in der Grundwelle stationäre Ströme ein. Diese werden in einem weiteren Versuch am Prüfstand ermittelt, bei dem die Maschine bereits initial über den Umrichter kurzgeschlossen ist. Hier ist auch ein Kurzschluss im Klemmkasten der Stromsensoren möglich, um das Umrichterverhalten in den Messungen zu eliminieren, vgl. Kapitel 7.1. Gemessen werden das Drehmoment und die Drehzahl an der Messwelle, hochfrequent die Strom- und Spannungsverläufe sowie die Rotorlage.

Die Lastmaschine regelt die Drehzahl auf diskrete Drehzahlen, über die in der folgenden Abbildung die simulierten und die gemessenen Ströme und Drehmomente aufgetragen sind.

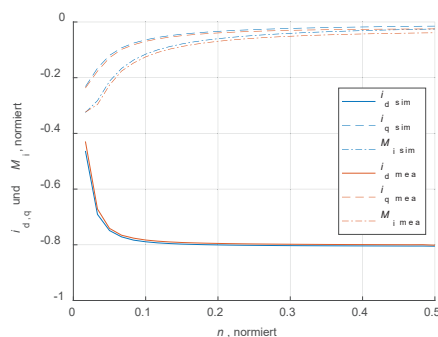


Abbildung 7.10: Stationäres Kurzschlussverhalten

Hier zeigt sich eine gute Übereinstimmung der gemessenen und der simulierten Größen. Die mittlere Abweichung im Strom beträgt 1,34 %, die mittlere Abweichung im Drehmoment 1,1 %.

Die Prüflinge sind entmagnetisierungsfest spezifiziert und entsprechend in der Werkzeugkette bewertet. Entmagnetisierungen ließen sich am Prüfstand nicht nachweisen.

7.2.4 Übersicht der erreichten Genauigkeit der Werkzeugkette

Die mittleren Genauigkeiten sind über alle untersuchten Betriebszustände hinaus im Bereich von einem Prozent, im Maximum deutlich unter 5 %.

Tabelle 7.7: Übersicht der Abweichungen zwischen von Messung und Werkzeugkette

Modellfehler	Leerlaufversuche	Kennfeld		Aktiver Kurzschluss	
		Grundstellbereich	Feldschwächbereich	transient	stationär
$f_{\text{avgD}}(i_d, i_q)$				1,62 %	1,3 %
$f_{\text{avgD}}(u_1)$		0,31 %	0,6 %		
$f_{\text{avgD}}(M_a)$		0,6 %	0,8 %	(1,1 %)	1,1 %
$f_{\text{maxD}}(i_d, i_q)$				1,0 %*	
$f_{\text{maxD}}(u_1)$	0,7 %	1,0 %	2,8 %		
$f_{\text{maxD}}(M_a)$		2,3 %	3,1 %	(2,2 %)*	

* im Peak

Damit erreicht die Werkzeugkette ihr initial gesetztes Ziel, eine Bewertungsplattform zu schaffen, die bereits im Pre-Prototypenstadium eine alle Betriebszustände umfassende Bewertung mit hoher Genauigkeit ermöglicht.

7.3 Versuchsplanung zur Kennfeldkorrektur

In den vorangegangenen Kapiteln ist beschrieben, wie im Abgleich der Berechnungsergebnisse der Werkzeugkette mit Prüfstandsmesswerten Maschinenparameter so angepasst werden, dass eine bestmögliche Übereinstimmung zwischen Berechnung und Messung erreicht wird. Die dazu notwendigen Messungen und Berechnungen sind umfangreich und im Aufwand erheblich, ermöglichen aber Modellkorrekturen auf physikalischer Grundlage, so dass die korrigierten Parameter im Optimierungsprozess verwendet werden können.

Dieses Kapitel beschreibt die Korrektur des Bewertungsergebnisses, basierend auf Messungen, ohne die physikalische Ursache der Abweichungen zwischen Bewertungsergebnis und Messung zu identifizieren. Abweichungen, resultierend aus Fertigungstoleranzen oder Schwankungen materialspezifischer Eigenschaften, können so in der Bewertung berücksichtigt werden. Ziel ist es, Mess- und Simulationsergebnisse zu kombinieren und so entweder die Genauigkeit der spezifischen Maschinenbewertung zu steigern, oder bei gleichbleibend genauer Maschinenbewertung den Messaufwand (zum Beispiel im EoL-Test) zu reduzieren.

Dazu wird zunächst dargestellt, wie sich basierend auf Messwerten die Flussverkettungen berechnen lassen. Aufbauend wird ein Differenzkennfeld zur Korrektur aufgebaut, sodass die Bewertung mit gesteigerter Genauigkeit vorgenommen werden kann. Die zur Korrektur notwendigen Messpunkte werden mit der Versuchsplanung minimiert.

Zur Auswertung der Flussverkettung $\psi_{d,q\text{ mea}}$ aus einer Prüfstandsmessung wird auf die vorgegebene Kombination von Strom (i_d, i_q) und Drehzahl n sowie auf die Messwerte des Leistungsanalysators der Spannungsgrundwelle u_1 , der Grundwellenleistung P_1 und der Grundwellenscheinleistung S_1 zurückgegriffen. Der Leistungsfaktor λ_{p1} der Grundwelle der Maschine ist definiert mit φ_{SP} als Phasenverschiebungswinkel:

$$\lambda_{p1} = \cos(\varphi_{SP}) = \frac{P_1}{S_1} \quad (7.7)$$

In Polarkoordinaten sind die Winkelzusammenhänge von φ_{SP} , φ_{0i1} und φ_{0u1} zwischen den Strömen i_d, i_q und i_0 , sowie den Spannungen u_d, u_q und u_0 definiert:

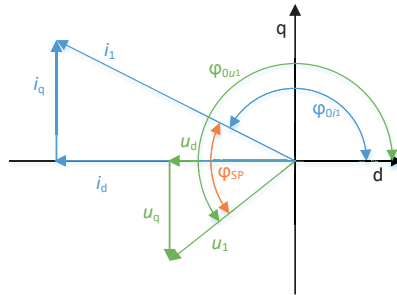


Abbildung 7.11: Winkelzusammenhänge in Polarkoordinaten

Der Winkel φ_{0u1} wird berechnet:

$$\varphi_{0u1} = \varphi_{SP} + \varphi_{0i1} = \arccos\left(\frac{P_1}{S_1}\right) + \arctan\left(\frac{i_q}{i_d}\right) \quad (7.8)$$

Die Zerlegung der Spannungsgrundwelle u_1 in u_d und u_q ergibt:

$$u_d = \cos(\varphi_{0u1}) u_1 \quad (7.9)$$

$$u_q = \sin(\varphi_{0u1}) u_1 \quad (7.10)$$

Die Flussverkettung ergibt sich aus dem Grundwellenmodell der PMSM (vgl. Formeln (3.42) und (3.43)) unter Berücksichtigung des Phasenwiderstands und der Streuinduktivität:

$$\psi_{d \text{ mea}} = \frac{u_q - R_s i_q - \omega_{el} L_s i_d}{\omega_{el}} \quad (7.11)$$

$$\psi_{q \text{ mea}} = \frac{-u_d + R_s i_d - \omega_{el} L_s i_q}{\omega_{el}} \quad (7.12)$$

Damit ist eine Berechnungsalgorithmus beschrieben, der aus den Strömen (i_d, i_q) und aus den Messwerten der Grundwellenspannung, -scheinleistung, und -wirkleistung in stationären Betriebspunkten am Prüfstand die Flussverkettung $\psi_{d,q \text{ mea}}$ ableitet. Aus den Differenzen zur Simulation $\psi_{d,q \text{ sim}}$ mit übereinstimmenden Strömen (i_d, i_q) lässt sich jeweils in d und q ein Differenzkennfeld $\Delta\psi_{d,q}$ ableiten:

$$\Delta\psi_{d,q} = \psi_{d,q \text{ mea}} - \psi_{d,q \text{ sim}} \quad (7.13)$$

Eine Interpolation des Differenzkennfelds im Betriebsbereich der Maschine ermöglicht anschließend an jedem simulierten Betriebspunkt eine gegenüber der Simulation korrigierte Aussage zum zu erwartenden Verkettungsfluss $\psi_{d,q \text{ cor}}$:

$$\psi_{d,q \text{ cor}} = \psi_{d,q \text{ sim}} + \Delta\psi_{d,q} \quad (7.14)$$

Die korrigierten Kennfelder können in der Werkzeugkette für die Maschinenbewertung verwendet werden (vgl. Kapitel 6). Bei ausreichender Anzahl an Simulations- und Messpunkten lässt sich die Maschine damit weitgehend fehlerfrei im Grundwellenmodell (Betriebskennfeld, Leerlaufspannung, Ströme im aktiven Kurzschluss) bewerten.

Für einen seriennahen Prozess bleibt die relevante Frage, welche Betriebspunkte der Maschine vermessen werden müssen, um das Korrekturkennfeld mit möglichst geringem Messaufwand zu bestimmen. Dabei steht nicht die bestmögliche Maschinencharakterisierung im Vordergrund, sondern eine effiziente elektromagnetische Prüfung, wie sie in einer End of Line (EoL) Prüfung stattfinden könnte. Aus der Simulation ergibt sich der zu erwartende Betriebsbereich der Maschine, also insbesondere innerhalb des durch die Maximalkennlinie begrenzten Betriebsbereichs (vgl. Abbildung 7.12). In diesem Bereich lässt sich eine D-optimale Versuchsplanung aufbauen. Angenommen wird für eine effiziente Bewertung eine lineare Korrekturebene und ein quadratisches Korrekturmodell für eine gesteigerte Genauigkeit mit erhöhtem Messaufwand:

$$\Delta\psi_{d,q} = a_0 + a_{1,1} i_d + a_{1,2} i_q \quad (7.15)$$

$$\Delta\psi_{d,q} = a_0 + a_{1,1} i_d + a_{1,2} i_q + a_{2,1} i_d i_q + a_{2,2} i_d^2 + a_{2,3} i_q^2 \quad (7.16)$$

Die für den Kurzschlussstrom relevanten Bereiche sind hier bei der Versuchsplanung ausgeschlossen worden, da der am Prüfstand verwendete Umrichter keine Ströme oberhalb der

Stromgrenze der Maschine stellen kann. Damit ergeben sich im vom Umrichter stellbaren Betriebsbereich folgende D-optimalen Versuchspunkte:

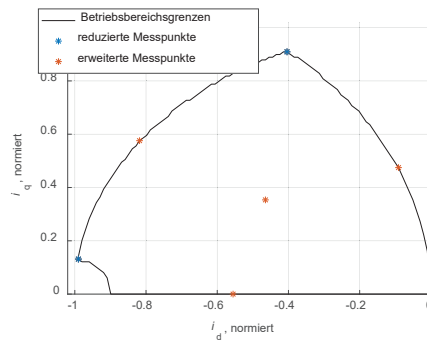


Abbildung 7.12: Messpunkte im zulässigen Betriebsbereich der Maschine

In folgender Tabelle sind die Ergebnisse der Kennfeldkorrektur dargestellt. Dazu wurden die Simulationsergebnisse einer Maschine verwendet, die gegenüber der Serienmaschine hinsichtlich Rotortopologie, der verwendeten Materialien und Maschinenparameter variiert und Unsicherheiten und wissentlich abweichende Parameter, bezogen auf die Rotorschrägungswinkel, die Streuinduktivität, die Remanenzmagnetisierung und die aktive Länge, aufweist. Es ergibt sich initial keine gute Übereinstimmung von Simulation- und Messwerten, mit einigen wenigen Messpunkten können die Maschinenkennfelder jedoch korrigiert und die Abweichungen reduziert werden:

Tabelle 7.8: Verbesserte Maschinenprognose mit Korrekturkennfeld

Messpunkte	initiale Abweichung	3	7
$f_{\text{avg n}}(M_a)$	2,3 %	0,9 %	0,1 %
$f_{\text{max n}}(M_a)$	4,9 %	3,0 %	0,4 %
$f_{\text{avg n}}(u_1)$	1,7 %	0,2 %	0,1 %
$f_{\text{max n}}(u_1)$	4,3 %	1,1 %	0,3 %

Die obenstehende Tabelle weist für die Maschine nach, dass sich durch die Kombination von umfangreicher Kennfeldsimulation und Prüfstandsmessung an wenigen Stützpunkten eine sehr genaue Aussage zum Betriebsverhalten im Maschinenkennfeld treffen lässt. Bereits mit drei Messpunkten ist eine Korrektur des Betriebsverhaltens möglich. Die hier verbleibenden Abweichungen sind gering und in dieser Höhe alternativ nur mit deutlich aufwendigeren Parameteranpassungen darstellbar. Mit sieben Messpunkten sind die Abweichungen im gesamten Betriebskennfeld nahezu vollständig eliminiert. Dies ist allgemein immer dann der Fall, wenn sich die Abweichungen zwischen Maschinenmodell und Messungen als Polynome

(hier nach (7.15) bzw. nach (7.16)) darstellen lassen. Die Polynome ermöglichen die Korrektur der Flussverkettungskennfelder in Betrag und Steigung, was für (7.15) einer Korrektur im mittleren Betrag der Maschineninduktivitäten und der Koppelinduktivitäten entspricht sowie nach (7.16) eine erweiterte Korrektur im Sättigungsverhalten. Die methodische Genauigkeitsgrenze folgt darüber hinaus aus der Genauigkeit der Messtechnik. Zwingend benötigt wird die präzise Messung der Grundwellenwirk- und Grundwellenscheinleistung, der Spannungsgrundwelle und der Strangströme, um eine Überkompensation in der Maschinenbewertung zu vermeiden.

8 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Dissertation wurde ein Prozess zur elektromagnetischen Bewertung von permanenterregten Elektrotraktionsantrieben entwickelt und in dieser Arbeit dokumentiert. Eine wesentliche Kritik am Stand der Technik ergibt sich aus fehlenden etablierten Prozessen und Methoden für eine in den Entwicklungsprozess integrierte vollumfängliche Maschinenbewertung.

Die Bewertungsergebnisse in dieser Arbeit basieren wesentlich auf einem offenen und standardisierten Bewertungsprozess, in dem alle grundlegenden elektromagnetischen Bewertungen vorgenommen werden können. Aufbauend kann darüber hinaus eine in sich zusammenhängende thermische und mechanische Bewertung erfolgen.

Für den elektromagnetischen Prozess wurden wesentliche Verfahren und Richtlinien erarbeitet, sowohl die notwendige Parametrierung und den Aufbau von einem FEM-Modell betreffend, als auch die Steuerung und Auswertung der Simulationen. Alle elektromagnetischen Bewertungsergebnisse basieren auf Flussverkettungskennfeldern. Damit diese Kennfelder auch für weitergehende Bewertungen, wie Kurzschlussberechnungen verwendet werden können, wurde ein neuartiges, auf den Flussverkettungskennfeldern aufbauendes, numerisches Berechnungsverfahren entwickelt. An relevanten Stellen wurde der Berechnungsaufwand und die Berechnungsgenauigkeit gegenübergestellt, um eine anforderungsangepasste Berechnungsparametrierung zu erreichen. Dabei wurden aktuelle Methoden der Versuchsplanung und Metamodellierung an den Prozess adaptiert, um mit verringertem Simulationsaufwand eine erhöhte Genauigkeit in den Simulationsergebnissen zu erreichen.

Ein weiterer Fokus in dieser Arbeit liegt in der methodischen Berücksichtigung von Prüfstandsmessergebnissen im Bewertungsprozess. An den Messwerten zeigt sich einerseits die hohe erreichte Bewertungsgenauigkeit des Prozesses. Andererseits werden die Messwerte auch verwendet, um Maschinenparameter anzupassen. Weitergehend wurde aufgezeigt, wie sich die Berechnungsergebnisse der Werkzeugkette mit den Messwerten am Prüfstand korrigieren lassen, um durch die Kombination der Simulationsergebnisse mit Messwerten eine präzise Aussage zum Maschinenverhalten mit verringerter Messzeit am Prüfstand zu erhalten.

Durch manuelle Anpassungen der Maschinenmodelle des Bewertungsprozesses konnten weitere Sekundäreffekte in ihrer Relevanz bewertet werden. Dazu zählen Skin- und Proximity-Effekte, Umrichtereffekte und thermisch-mechanisch-elektromagnetische Wechselwirkungen. Diese sind für die bewerteten Maschinen von nachgelagerter Relevanz, können aber für andersartige Maschinen relevant sein. Ausblickend besteht die Möglichkeit, diese Sekundäreffekte in den automatisierten Bewertungsprozessen zu berücksichtigen.

9 Anhang

9.1 Dynamische Spannungsgleichungen

In den Kapiteln 3.3 und 5.5 werden die Spannungsgleichungen der Maschine im dq-System verwendet. Diese werden im Folgenden allgemein hergeleitet. Grundlage ist die Spannungsgleichung im uvw-System (vgl. Abbildung 3.2). ψ_T stellt in der folgenden Herleitung die gesamte Flussverkettung dar, bestehend aus dem Fluss $\psi_{u,v,w}$ summiert mit einem möglichen Streufluss ψ_s .

$$\psi_{T\,u,v,w} = \psi_{u,v,w} + \psi_{s\,u,v,w} \quad (9.1)$$

Im uvw-System gilt für die Strangspannungen $u_{u,v,w}$:

$$u_{u,v,w} = R_s i_{u,v,w} + \frac{d\psi_{u,v,w}}{dt} + \frac{d\psi_{s\,u,v,w}}{dt} = R_s i_{u,v,w} + \frac{d\psi_{T\,u,v,w}}{dt} \quad (9.2)$$

Umgestellt nach der zeitlichen Ableitung der Flussverkettung ergibt sich:

$$\frac{d\psi_{T\,u,v,w}}{dt} = u_{u,v,w} - R_s i_{u,v,w} \quad (9.3)$$

Die Flussverkettung ergibt sich im dq-System nach der allgemeinen Transformationsvorschrift (vgl. Formel (3.35)):

$$\frac{3}{2} \psi_{Td} = \cos(\varphi_{el}) \psi_{Tu} + \cos\left(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi\right) \psi_{Tv} + \cos\left(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi\right) \psi_{Tw} \quad (9.4)$$

$$\frac{3}{2} \psi_{Tq} = -\sin(\varphi_{el}) \psi_{Tu} - \sin\left(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi\right) \psi_{Tv} - \sin\left(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi\right) \psi_{Tw} \quad (9.5)$$

Die zeitliche Ableitung dieser Gleichungen ergibt:

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} \frac{d\psi_{Td}}{dt} &= \cos(\varphi_{el}) \frac{d\psi_{Tu}}{dt} + \cos\left(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi\right) \frac{d\psi_{Tv}}{dt} + \cos\left(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi\right) \frac{d\psi_{Tw}}{dt} \\ &\quad - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \sin(\varphi_{el}) \psi_{Tu} - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \sin\left(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi\right) \psi_{Tv} \\ &\quad - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \sin\left(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi\right) \psi_{Tw} \end{aligned} \quad (9.6)$$

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} \frac{d\psi_{Tq}}{dt} &= -\sin(\varphi_{el}) \frac{d\psi_{Tu}}{dt} - \sin\left(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi\right) \frac{d\psi_{Tv}}{dt} - \sin\left(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi\right) \frac{d\psi_{Tw}}{dt} \\ &\quad - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \cos(\varphi_{el}) \psi_{Tu} - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \cos\left(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi\right) \psi_{Tv} \\ &\quad - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \cos\left(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi\right) \psi_{Tw} \end{aligned} \quad (9.7)$$

Mit Einsetzen der Gleichung (9.3) ergibt sich:

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} \frac{d\psi_{Td}}{dt} = & \cos(\varphi_{el})(u_u - R_s i_u) + \cos\left(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi\right)(u_v - R_s i_v) \\ & + \cos\left(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi\right)(u_w - R_s i_w) - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \sin(\varphi_{el})\psi_{Tu} \\ & - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \sin\left(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi\right)\psi_{Tv} - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \sin\left(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi\right)\psi_{Tw} \end{aligned} \quad (9.8)$$

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} \frac{d\psi_{Tq}}{dt} = & -\sin(\varphi_{el})(u_u - R_s i_u) - \sin\left(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi\right)(u_v - R_s i_v) \\ & - \sin\left(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi\right)(u_w - R_s i_w) + \frac{d\varphi_{el}}{dt} \cos(\varphi_{el})\psi_{Tu} \\ & - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \cos\left(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi\right)\psi_{Tv} - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \cos\left(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi\right)\psi_{Tw} \end{aligned} \quad (9.9)$$

Die Spannungen, Ströme und Flussverkettungen lassen sich nach der allgemeinen Transformationsvorschrift (vgl. Formel (3.35)) im dq-System darstellen:

$$\frac{3}{2} \frac{d\psi_{Td}}{dt} = \frac{3}{2} \left(u_d - R_s i_d + \frac{d\varphi_{el}}{dt} \psi_{Tq} \right) \quad (9.10)$$

$$\frac{3}{2} \frac{d\psi_{Tq}}{dt} = \frac{3}{2} \left(u_q - R_s i_q - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \psi_{Td} \right) \quad (9.11)$$

Umgestellt nach den Spannungen folgt:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_{Td}}{dt} - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \psi_{Tq} \quad (9.12)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_{Tq}}{dt} + \frac{d\varphi_{el}}{dt} \psi_{Td} \quad (9.13)$$

Die Flussverkettung lässt sich in einen aktiven Teil und einen Streuteil zerlegen (vgl. Formel (9.1)).

$$\psi_{Td,q} = \psi_{d,q} + \psi_{sd,q} \quad (9.14)$$

Damit ergeben sich die allgemeinen dynamischen Spannungsgleichungen im dq-System für den Strang in Abbildung 3.2:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \psi_{Tq} - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \psi_{sq} \quad (9.15)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \frac{d\varphi_{el}}{dt} \psi_{Td} + \frac{d\varphi_{el}}{dt} \psi_{sd} \quad (9.16)$$

Mit:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = \frac{\partial\psi_d}{\partial\varphi_{el}} \cdot \frac{\partial\varphi_{el}}{\partial t} + \frac{\partial\psi_d}{\partial i_d} \cdot \frac{\partial i_d}{\partial t} + \frac{\partial\psi_d}{\partial i_q} \cdot \frac{\partial i_q}{\partial t} \quad (9.17)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = \frac{\partial\psi_q}{\partial\varphi_{el}} \cdot \frac{\partial\varphi_{el}}{\partial t} + \frac{\partial\psi_q}{\partial i_d} \cdot \frac{\partial i_d}{\partial t} + \frac{\partial\psi_q}{\partial i_q} \cdot \frac{\partial i_q}{\partial t} \quad (9.18)$$

Im Folgenden werden etablierte Vereinfachungen getroffen, die je nach Betriebspunkt und Maschine in guter Näherung zutreffen. Unter der Annahme einer im Betriebsbereich konstanten Streuinduktivität L_s gilt:

$$L_s = \frac{\psi_{sd}}{i_d}, \quad L_s = \frac{\psi_{sq}}{i_q} \quad (9.19)$$

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} + L_s \frac{di_d}{dt} - \frac{d\varphi_{el}}{dt} \psi_q - \frac{d\varphi_{el}}{dt} L_s i_q \quad (9.20)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + L_s \frac{di_q}{dt} + \frac{d\varphi_{el}}{dt} \psi_d + \frac{d\varphi_{el}}{dt} L_s i_q \quad (9.21)$$

Unter Annahme einer konstanten Winkelgeschwindigkeit gilt:

$$\frac{d\varphi_{el}}{dt} = \omega_{el} \quad (9.22)$$

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega_{el} \psi_q - \omega_{el} L_s i_q \quad (9.23)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_{el} \psi_d + \omega_{el} L_s i_q \quad (9.24)$$

Unter Vernachlässigung der Oberschwingungsanteile in den Flussverkettungen und Strömen ergeben sich die stationären Spannungen:

$$\frac{\partial\psi_d}{\partial\varphi_{el}} = 0, \quad \frac{\partial\psi_q}{\partial\varphi_{el}} = 0, \quad \frac{\partial i_d}{\partial t} = 0, \quad \frac{\partial i_q}{\partial t} = 0 \quad (9.25)$$

$$u_d = R_s i_d - \omega_{el} \psi_q - \omega_{el} L_s i_q \quad (9.26)$$

$$u_q = R_s i_q + \omega_{el} \psi_d + \omega_{el} L_s i_q \quad (9.27)$$

Alternativ darstellbar mit den Maschineninduktivitäten L_d und L_q :

$$L_d = \frac{\psi_d - \psi_p}{i_d} + L_s, \quad L_q = \frac{\psi_q}{i_q} + L_s \quad (9.28)$$

$$u_d = R_s i_d - \omega_{el} L_q i_q \quad (9.29)$$

$$u_q = R_s i_q + \omega_{el} (L_d i_d + \psi_p) \quad (9.30)$$

9.2 Kriging-Verfahren

In Kapitel 5.1.3 wird das Kriging-Verfahren zur Interpolation der Flussverkeftungskennfelder verwendet. Im Folgenden wird der Zusammenhang zwischen dem Variogramm und der Modellschätzung detailliert. Ausgangslage ist ein Variogramm $2\gamma(r)$ basierend auf n_r Trainingsdaten $y_T(x_T)$ mit den Abständen r zueinander:

$$2\gamma(r) = \frac{1}{n_r} \sum_{j=1}^{n_r} \left(y_{Tj} - y_T(x_T + r) \right)^2 \quad (9.31)$$

Das Variogramm, basierend auf den Messwerten, wird auf eine Funktion gefittet. Abhängig von den Modellzusammenhängen sind unterschiedliche Funktionen etabliert (vgl. z.B. [135]). In dieser Arbeit wird das Variogramm auf eine Gauß Funktion gefittet mit $\beta_{1,2,3}$ als die zu fittenden Parameter:

$$\gamma(r) = \begin{cases} 0 & |r| = 0 \\ \beta_1 \left(1 - e^{-\frac{\beta_2 |r|}{\beta_3}} \right) & |r| > 0 \end{cases} \quad (9.32)$$

Die Grundlage des Kriging-Verfahrens ist ein BLUE-Verfahren. Damit ergeben sich die drei zentralen Anforderungen an das Modell $\hat{y}_a(x_e)$:

$$\text{linear} \quad \hat{y}_a(x_e) = \sum_{j=1}^{n_r} \lambda_{aj}(x_e) \cdot y_{Tj} \quad (9.33)$$

$$\text{unbiased} \quad \sum \lambda_a = 1 \quad (9.34)$$

$$\text{best} \quad \min \left(\left(y(x_0) - \sum_{j=1}^{n_r} \lambda_{aj}(x_e) \cdot y_{Tj} \right)^2 \right) \quad (9.35)$$

Die Minimierung des quadratischen Fehlers (vgl. Formel (9.35)) führt zu der charakteristischen Kriging-Gleichung (vgl. [135]). γ_{jk} stellt in dieser die abgekürzte Schreibweise für $\gamma(|x_j - x_k|)$ dar, τ den Lagrange Multiplikator.

$$\begin{pmatrix} \gamma_{01} \\ \gamma_{02} \\ \vdots \\ \gamma_{0n_r} \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{12} & \dots & \gamma_{1n_r} & 1 \\ \gamma_{21} & \gamma_{22} & \dots & \gamma_{2n_r} & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \gamma_{n_r 1} & \gamma_{n_r 2} & \dots & \gamma_{n_r n_r} & 1 \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \lambda_{a1} \\ \lambda_{a1} \\ \vdots \\ \lambda_{n_r} \\ -\tau \end{pmatrix} \quad (9.36)$$

Dies Gleichung lässt sich in Matrixschreibweise darstellen:

$$\gamma = \mathbf{K} \cdot \lambda_a \quad (9.37)$$

Damit ergeben sich die Gewichte λ_a :

$$\lambda_a = \mathbf{K}^{-1} \cdot \gamma \quad (9.38)$$

Mit Bestimmung der Gewichte λ_a ist die Kriging-Interpolation eindeutig definiert:

$$\hat{y}_a(x_e) = \sum_{j=1}^{n_r} \lambda_{aj}(x_e) \cdot y_{Tj} \quad (9.39)$$

9.3 D-optimale Versuchsplanung

In Kapitel 5.2.3 wird die D-optimale Versuchsplanung verwendet, um die Anzahl der Simulationspunkte in der FEM zu reduzieren, in Kapitel 7.3 wird die Versuchsplanung verwendet, um die Anzahl der Messungen am Prüfstand zu reduzieren. Im Folgenden wird exemplarisch für das in (7.15) gegebene lineare Modell eine Versuchsplanung detailliert. Grundlage ist die Modellannahme:

$$\hat{y}_a = \beta_1 + \beta_2 x_{e1} + \beta_3 x_{e2} + \epsilon \quad (9.40)$$

Es ergibt sich in Matrixschreibweise mit $\vec{x}_r$ als Regressionsvektor:

$$\vec{x}_r = [1 \quad x_{e1} \quad x_{e2}], \quad \vec{\beta} = \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{pmatrix} \quad (9.41)$$

$$\hat{y}_a = \vec{x}_r \vec{\beta} + \epsilon \quad (9.42)$$

Mit n_r Stützstellen ergibt sich:

$$\hat{y}_a = \sum_{j=1}^{n_r} \vec{x}_{r,j} \cdot \vec{\beta} + \epsilon \quad (9.43)$$

Diese Gleichung lässt sich mit $\mathbf{X}_r$ als Regressormatrix in Matrixschreibweise darstellen:

$$\vec{y}_a = \mathbf{X}_r \vec{\beta} + \epsilon \quad (9.44)$$

Die Modellkoeffizienten $\vec{\beta}$ ergeben sich aus:

$$\vec{\beta} = (\mathbf{X}_r^T \mathbf{X}_r)^{-1} \mathbf{X}_r^T \vec{y}_a \quad (9.45)$$

Dabei stellt $(\mathbf{X}_r^T \mathbf{X}_r)$ die Informationsmatrix dar. Der D-optimale Versuchsplan minimiert die Determinante der Informationsmatrix. Die Minimierung erfolgt hier in einem iterativen Tauschprozess möglicher Versuchspunkte aus dem diskretisierten Versuchsraum.

9.4 Differentialgleichung der Maschinenströme

Im Folgenden werden die Differentialgleichungen der Maschinenströme hergeleitet. Diese werden in der Arbeit in Kapitel 6.3 zur Berechnung der Ströme im Kurzschluss der Maschine verwendet. Grundlage stellen die dynamischen Spannungsgleichungen der Maschine dar, unter der Annahme einer konstanten Maschinendrehzahl und einer konstanten Streuinduktivität (vgl. Formeln (9.22)-(9.24) mit (9.17) und (9.18). Damit ergeben sich als Grundlage der Berechnung:

$$u_d = R_s i_d + \frac{\partial \psi_d}{\partial \varphi_{el}} \cdot \frac{\partial \varphi_{el}}{\partial t} + \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} \cdot \frac{\partial i_d}{\partial t} + \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \cdot \frac{\partial i_q}{\partial t} + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega_{el} \psi_q - \omega_{el} L_s i_q \quad (9.46)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{\partial \psi_q}{\partial \varphi_{el}} \cdot \frac{\partial \varphi_{el}}{\partial t} + \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \cdot \frac{\partial i_d}{\partial t} + \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \cdot \frac{\partial i_q}{\partial t} + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_{el} \psi_d + \omega_{el} L_s i_q \quad (9.47)$$

Die Gleichungen spannen ein Gleichungssystem auf:

$$\begin{pmatrix} u_d - R_s i_d - \frac{\partial \psi_d}{\partial \varphi_{el}} \cdot \omega_{el} + \omega_{el} \psi_q + \omega_{el} L_s i_q \\ u_q - R_s i_q - \frac{\partial \psi_q}{\partial \varphi_{el}} \cdot \omega_{el} - \omega_{el} \psi_d - \omega_{el} L_s i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} + L_s & \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \\ \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} + L_s \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{pmatrix} \quad (9.48)$$

Zur kompakteren Darstellung werden die Größen $u_{in d}$ und $u_{in q}$ eingeführt:

$$\begin{pmatrix} u_{in d} \\ u_{in q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_d - R_s i_d - \frac{\partial \psi_d}{\partial \varphi_{el}} \cdot \omega_{el} + \omega_{el} \psi_q + \omega_{el} L_s i_q \\ u_q - R_s i_q - \frac{\partial \psi_q}{\partial \varphi_{el}} \cdot \omega_{el} - \omega_{el} \psi_d - \omega_{el} L_s i_q \end{pmatrix} \quad (9.49)$$

Damit ergibt sich:

$$\begin{pmatrix} u_{in d} \\ u_{in q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} + L_s & \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \\ \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} + L_s \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{pmatrix} \quad (9.50)$$

Die Lösung des Gleichungssystems nach $\frac{di_d}{dt}$ und $\frac{di_q}{dt}$ ergibt:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_{in\,d} \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} + L_s \right) - u_{in\,q} \left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \right)}{\left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} + L_s \right) \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} + L_s \right) - \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \right) \left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \right)} \quad (9.51)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{u_{in\,q} \left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} + L_s \right) - u_{in\,d} \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \right)}{\left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} + L_s \right) \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} + L_s \right) - \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \right) \left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \right)} \quad (9.52)$$

9.5 Abweichungen im Maschinenkennfeld

Für eine Drehzahl im Grundstellbereich und eine Drehzahl im Feldschwächbereich ergeben sich die in den folgenden Tabellen dargestellten Abweichung $f_D(M_a)$ und $f_D(u_1)$ über die normierten Ströme i_d und i_q (vgl. Kapitel 7.2.2, Abbildung 7.6 und folgende). Den in den folgenden Tabellen fehlenden Werten hinterliegt keine Prüfstandsmessung. Entweder sind diese Bereiche außerhalb der Betriebsgrenzen oder insbesondere für kleine Ströme in i_q prüfstandsseitig aufgrund von Vibrationen nicht stellbar. Ursache ist hier ein im Betrag zu geringes Drehmoment, das zu Vibrationen innerhalb der Verzahnung der Maschinenanbindung führt.

Tabelle 9.1: Drehmomentabweichungen $f_D(M_a)$ für eine Drehzahl im Grundstellbereich

$i_q \backslash i_d$	-0,93	-0,74	-0,56	-0,37	-0,19	0,00
0,19		-0,1%	0,0%			-0,1%
0,37	0,3%	0,3%	0,5%	0,5%	0,5%	0,5%
0,56		1,0%	1,2%	1,2%	0,9%	1,1%
0,74		1,8%	1,9%	1,7%	1,7%	2,0%
0,93				2,3%	2,2%	

Tabelle 9.2: Spannungsabweichungen $f_D(u_1)$ für eine Drehzahl im Grundstellbereich

$i_q \backslash i_d$	-0,93	-0,74	-0,56	-0,37	-0,19	0,00
0,19		-0,3%	-0,4%			0,3%
0,37	-0,6%	-0,3%	-0,2%	0,0%	0,3%	0,6%
0,56		0,1%	0,2%	0,4%	0,7%	0,9%
0,74		0,3%	0,4%	0,6%	0,9%	1,0%
0,93				0,9%	1,0%	

Tabelle 9.3: Drehmomentabweichungen $f_D(M_a)$ für eine Drehzahl im Feldschwächbereich

$i_q \backslash i_d$	-0,93	-0,74	-0,56	-0,37	-0,19	0,00
0,19	0,0%		1,0%	0,9%	0,6%	0,4%
0,37	1,5%	1,3%	1,7%	1,7%	1,4%	
0,56		2,7%	3,1%	3,0%		

Tabelle 9.4: Spannungsabweichungen $f_D(u_1)$ für eine Drehzahl im Feldschwächbereich

$i_{qn} \backslash i_{dn}$	-0,93	-0,74	-0,56	-0,37	-0,19	0,00
0,19	0,4%		1,3%	0,1%	1,0%	2,1%
0,37	-1,1%	0,3%	0,9%	1,1%	-0,3%	
0,56		1,0%	2,0%	2,8%		

Abkürzungsverzeichnis

ASM	Asynchronmaschine
BEV	Battery Electric Vehicle
BLUE	Best Linear Unbiased Estimator
CFD	Computational Fluid Dynamics
DC	Direct Current
Dy	Dysprosium
EM	Elektromagnetik
EMK	Elektromotorische Kraft
EoL	End of Line
FE	Finite-Elemente
FEA	Finite-Elemente-Analyse
FEM	Finite-Elemente-Methode
FESM	Fremderregter Synchronmotor
IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Motor
LPTN	Lumped-Parameter Thermal Network
ME	Mechanik
MSE	Mean Squared Error
MUMPS	Multifrontal Massively Parallel Solver
NdFeB	Neodym-Eisen-Bor
NVH	Noise Vibration Harshness
PARDISO	Parallel Direct Solver
PMSM	Permanentmagnet Synchronmotor
RMS	Root Mean Square
S1-Betrieb	Dauerbetrieb
SBS	Sequential Backward Selection
SD	Strukturdynamik

SFS	Sequential Forward Selection
SmCo	Samarium-Cobalt
SMPMSM	Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor
SPOOLES	Sparse Object-Oriented Linear Equations Solver
TH	Thermik
TOPMAGNET	Topologische Optimierung für einen energieeffizienten Fahrzeugantrieb bei verbesserter Magnetmaterialnutzung
UI	User Interface

Symbolverzeichnis

$\vec{A}$	magnetisches Vektorpotential
A_{st}	Stirnfläche
a_{fzg}	Längsbeschleunigung des Fahrzeugs
$\alpha_{k,l}^{j,q}$	Parameter (k, l im Gebiet j, q)
α_{st}	Steigungswinkel der Fahrstrecke
α_{th}	Temperaturkoeffizient
$\alpha_{\text{th } B}$	Temperaturkoeffizient der Remanenzflussdichte
$\alpha_{\text{th } \text{cu}}$	spezifischer Widerstand von Kupfer
$\alpha_{\text{th } H}$	Temperaturkoeffizient der Koerzitivfeldstärke
B	magnetische Flussdichte
B	Betrag der magnetische Flussdichte
$\vec{B}$	Vektor der magnetischen Flussdichte
B_{min}	Minimum der magnetischen Flussdichte
B_{max}	Maximum der magnetischen Flussdichte
$\vec{B}_{\text{r}}$	Vektor der Remanenzflussdichte
B_{r}	Betrag der Remanenzflussdichte
B_{rad}	magnetische Flussdichte in radialer Richtung
B_{tan}	magnetische Flussdichte in tangentialer Richtung
B_{x}	magnetische Flussdichte in x -Richtung
B_{y}	magnetische Flussdichte in y -Richtung
$B_{\varphi t}$	magnetische Flussdichte zum Simulationsschritt t
b	Freiheitsgrade eines Neurons
$\beta_{k,l}^{j,q}$	Wichtungsparemeter (k, l im Gebiet j, q)
c_{cw}	Strömungswiderstandskoeffizient
c_{rr}	Rollreibungswiderstandskoeffizient

c_{Rlr}	Luftreibungskoeffizient des sich drehenden Rotors
c_{Rrr}	Lagerreibungskoeffizient
$\vec{D}$	elektrische Flussdichte
$\vec{D}_{\text{p}}$	elektrische Polarisierung
D_{K}	gewichtete Abweichung
D_{s}	Parametersensitivität
d_{Ra}	Rotoraußendurchmesser
d_{disp}	radiale Geometrieverschiebung
$\vec{E}$	elektrische Feldstärke
E_{z}	elektrische Feldstärke in z-Richtung
ε_{r}	relative Permittivität
ε_0	elektrische Feldkonstante
ϵ	Modellfehler
η	Wirkungsgrad
η_{B2M}	Wirkungsgrad von der Batterie bis zum Maschinenanschluss
η_{W2M}	Wirkungsgrad von der Radachse bis zum Traktionsantrieb
η_{em}	elektromagnetischer Maschinenwirkungsgrad
F	Kraft
$\mathbf{F}$	Matrix der Lastvektoren
F_{B}	Beschleunigungswiderstandskraft
F_{cw}	Luftwiderstandskraft
F_{fzg}	Summe der Fahrwiderstände
F_{rr}	Rollwiderstandskraft
$F_{\alpha\text{st}}$	Hangabtriebskraft
$f(x_{\text{e}})$	funktionaler Zusammenhang von x_{e}
$f_{\text{a}}(x_{\text{e}})$	Aktivierungsfunktion
$f_{\text{avgD}}(x_{\text{e}})$	mittlere Abweichung

$f_{cv}(x_e)$	kreuzvalidierte Abweichung
$f_D(x_e)$	Abweichung
$f_{dgle}(x_e)$	erfüllt eine Differentialgleichung exakt
$f_{dgl_n}(x_e)$	erfüllt eine Differentialgleichung in Näherung
$f_{inv}(x_e)$	Spannungen des Umrichters im Kurzschlussfall
$f_{j,k}(x_e)$	j,k -te funktionale Zusammenhang
$f_{\max D}(x_e)$	maximale Abweichung
$f_{red}(x_e)$	Interpolationsfunktion mit reduzierter Anzahl an Trainingsdaten
$f_{rmsD}(x_e)$	mittleren quadratische Abweichung
$f_s(x_e)$	Summenfunktion
g	Erdbeschleunigung
γ	Semivariogramm
Γ	Gebietsrand
$\vec{H}$	magnetische Feldstärke
H_a	Harmonische
H_{CJ}	Koerzitivfeldstärke
I	Einheitsmatrix
i	Strom
$i_{a,b,c}$	Klemmenströme
$i_{d,q,0}$	Strom im dq0-System
i_{d0}, i_{q0}	Strom in d, q zum Zeitpunkt $t = 0$
$i_{d,q a}$	drehmomentwirksamer Strom in d und q
$i_{d,q an}$	analytisch berechnete Ströme in d und q
$i_{d,q LC}$	verlustkompensierter Phasenstrom in d und q
$i_{d,q num}$	numerisch berechnete Ströme in d und q
$i_{d,q Rfe}$	Kompensationsstrom in d und q
$i_{d,q sim}$	simulierte Ströme in d und q

$i_{d,q\ ss}$	stationäre Ströme in d und q
i_{Ha}	Strom der Ha -ten Harmonischen
$i_{\max}$	Maximaler Strom
$i_{\max\ s1}$	Maximaler Strom im S1-Betrieb
$i_{\max\ s3}$	Maximaler Strom im S3-Betrieb
i_N	Nennstrom
$i_{u,v,w}$	Strangströme im uvw-System
$\vec{J}_e$	elektrische Stromdichte
J_{ez}	Stromdichte in z-Richtung
J_p	Polarisation
$J_{p\ sat}$	Sättigungspolarisation
j	Zählvariable oder Indexvariable
K	Systemmatrix
K_{SFS}	Gütekriterium innerhalb der SFS-Methode
K_{sp}	Modellgütekriterium
k	Koeffizient, Zählvariable oder Indexvariable
k_r	Randbedingungen
k_{rnm}	Neumann-Randbedingungen
k_{rd}	Dirichlet-Randbedingung
k_s	Koeffizient der Steinmetzgleichung
k_{sc}	Koeffizient der Wirbelstromverluste
k_{se}	Koeffizient der Excessverluste
k_{sh}	Koeffizient der Hystereseverluste
L	Induktivität
$L_{d,q}$	Induktivität in d- und q-Richtung
L_s	Streuinduktivität
l	Zählvariable oder Indexvariable

l_a	Länge
$l_{a\text{ wd}}$	Länge des Windungsgebiets
$l_{a\text{ z}}$	aktive Länge in z-Richtung
λ_a	Wichtungsparmeter
λ_{p1}	Leistungsfaktor der Grundwelle
M	Drehmoment
M_a	äußeres Drehmoment
M_i	inneres Drehmoment
$M_{i\text{ peak}}$	maximaler Betrag des inneren Drehmoments
$M_{i\text{ p2p}}$	Amplitude der Drehmomentwelligkeit
M_N	Nennmoment
M_R	Reibkräfte des Rotors
M_{Rlr}	Luftreibung des Rotors
M_{Rrr}	Lagerreibung
m_{fzg}	Masse des Fahrzeugs
μ_0	magnetische Feldkonstante
μ_E	Erwartungswert
μ_r	magnetische Permeabilitätszahl
N_w	Windungszahl
$\hat{n}$	Normale
$\hat{n}_z$	Normale in z-Richtung
n	Anzahl, Ordnung
n_a	Anzahl der Ausgänge
n_b	Anzahl der Basisfunktionen
n_e	Anzahl der Eingänge
n_f	Anzahl der Freiheitsgrade
n_k	Anzahl der versteckten Neuronen
n_p	Polynomordnung

n_r	Anzahl der Trainingsdatensätze
$n_{\varphi t}$	Anzahl der simulierten Winkelschritte
$\bar{\nabla}$	Nabla-Operator
Ω	Fläche, Flächendefinition
Ω_G	Grundgebiet
Ω^i	Gebietsdefinition des Elements i
Ω_R	Rotoroberfläche
Ω_{wd}	Windungsgebiets
Ω_{wd+}	Windungsgebiet, positiv definiert
Ω_{wd-}	Windungsgebiet, negativ definiert
ω	Winkelgeschwindigkeit
ω_{el}	elektrische Winkelgeschwindigkeit
$\omega_{el\ ref}$	elektrische Winkelgeschwindigkeit der Referenz
ω_R	mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors
$\omega_{R\ max}$	maximale mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors
$\omega_{R\ ref}$	Referenzwinkelgeschwindigkeit des Rotors
P	Leistung
P_{cu}	ohmsche Verlustleistung
$P_{cu\ AC}$	ohmsche Verlustleistung unter Gleichstrom
$P_{cu\ DC}$	ohmsche Verlustleistung unter Wechselstrom
P_{el}	elektrische Leistung
$P_{el\ i}$	innere elektrische Leistung
P_{fe}	Eisenverluste
P_{Ha}	Leistung der H a-ten Harmonischen
P_{mech}	mechanische Leistung
$P_{mech\ i}$	innere mechanische Leistung
P_R	Reibverlustleistung
P_{Rfe}	elektrische Verlustleistung am Widerstand R_{fe}
P_{sc}	Verlustleistung der Wirbelströme

P_{se}	Verlustleistung der Zusatzverluste
P_{sh}	Verlustleistung der Hysterese
P_1	Wirkleistung der 1. Harmonischen (Grundwelle)
p_d	Grad eines Polynoms
p_p	Polpaarzahl
p_s	Verlustleistungsdichte
p_{sc}	Verlustleistungsdichte der Wirbelströme
p_{se}	Verlustleistungsdichte der Zusatzverluste
p_{sh}	Verlustleistungsdichte der Hysterese
φ	Polarwinkel
φ_{el}	Phasenwinkel
φ_R	Rotorposition, Rotorverdrehwinkel
φ_{rs}	Rotorschrägungswinkel
$\varphi_{rs\ erw}$	vergrößerte Rotorschrägungswinkel
$\varphi_{rs\ N}$	Nennwert der Rotorschrägungswinkel
$\varphi_{rs\ opt}$	optimierte Rotorschrägungswinkel
$\varphi_{rs\ red}$	verringerte Rotorschrägungswinkel
φ_t	Rotorposition zum simulierten Zeitschritt t
φ_{sp}	Phasenverschiebungswinkel
φ_{0i_1}	Winkel des Phasenstroms i_1
φ_{0u_1}	Winkel der Phasenspannung u_1
φ_ψ	Winkel der Flussverkettung
ψ	Flussverkettung
$\psi_{d,q,0}$	Flussverkettung im dq0-System
$\psi_{d,q\ cor}$	korrigierte Flussverkettung
$\psi_{d,q\ mea}$	gemessene Flussverkettung
$\psi_{d,q\ N}$	Nennbetrag der Flussverkettung
$\psi_{d,q\ sim}$	simulierte Flussverkettung
ψ_p	Permanentmagnetflussverkettung
$\psi_{s\ d,q}$	Streufluss

ψ_{sim}	simulierte Flussverkettung
$\psi_{\text{u,v,w}}$	Flussverkettung im uvw-System
Φ	Potential
ϕ_{P}	Winkel im Polarkoordinatensystem
Q	elektrische Ladung
q	Zählvariable oder Indexvariable
R_{fe}	Widerstand zur Kompensation der Eisenverluste
R_{R}	Residuum
R_{s}	Phasenwiderstand
R_{sAC}	Phasenwiderstand im Wechselstrom
R_{sDC}	Phasenwiderstand im Gleichstrom
$\vec{r}$	Kurve
r	Radius, Abstand
$r_{\text{i AC}}$	Eindringtiefe von Wechselstrom in Leiter
r_{L}	Leiterradius
ρ_{cu}	spezifischer Widerstand von Kupfer
ρ_{luft}	spezifischer Dichte von Luft
ϱ	Ladungsdichte
s_{fzg}	Reichweite des Fahrzeugs
S_{Ha}	Scheinleistung der H_a -ten Harmonischen
s_{zyk}	Fahrzyklusdistanz
σ_{el}	elektrische Leitfähigkeit
T_{dgl}	Differentialgleichung
T_{p}	Periodendauer
T_2	Maxwellscher Spannungstensor
t	Zeit

ϑ	Temperatur
ϑ_{ref}	Referenztemperatur
ϑ_{kw}	Kühlwassertemperatur
ϑ_{wk}	Wickelkopftemperatur
U	Freiheitsgrade
u	Spannung
$u_{\text{ab}}, u_{\text{bc}}, u_{\text{cd}}$	Klemmenspannung
$u_{\text{d,q,0}}$	Spannung im dq0-System
$u_{\text{d,q LC}}$	verlustkompensierte Spannung
u_{Ha}	Spannung der H_a -ten Harmonischen
$u_{\text{in d,q}}$	Spannungswert zum Vereinfachen der Gleichungen
u_{ind}	induzierte Spannung
$u_{\text{ind abs}}$	Betrag der induzierten Spannung
$u_{\text{ind d,q}}$	induzierten Spannung im dq-System
$u_{\text{ind peak}}$	maximaler Betrag der induzierten Spannung
$u_{\text{ind p2p}}$	Betragsamplitude der induzierten Spannung
$u_{\text{ind u,v,w}}$	induzierten Spannung im uvw-System
u_{mea}	gemessene Spannung
u_{N}	Nennspannung
u_{num}	numerisch berechnete Spannung
u_{sim}	simulierte Spannung
$u_{\text{u,v,w}}$	Strangspannung im uvw-System
V_e	elektrisches Potential
v	Geschwindigkeit
$\vec{v}$	Geschwindigkeitsvektor
v_{fzg}	Fahrzeuglängsgeschwindigkeit
$v_{\text{fzg max}}$	maximale Fahrzeuglängsgeschwindigkeit

W	Energie
W_{bat}	Energie der Fahrzeugbatterie
W_{zyk}	Energiebedarf im Fahrzyklus
w_f	Formfunktion
w_w	Wichtungsfunktion
X	Koeffizientenmatrix
X_r	Regressormatrix
x	kartesische Koordinate
x_e	allgemein abhängige Größe
x_{erw}	erweiterte Größe
x_N	Nennwert
x_{norm}	normierte Größe
$\vec{x}_r$	Regressionsvektor
x_{red}	reduzierte Größe
x_{ref}	Referenz
x_s	Skalarfeld
x_T	Trainingsdaten, abhängige Größe
$\vec{x}_v$	Vektorfeld
y	kartesische Koordinate
y_a	allgemeine Ergebnisgröße
$\hat{y}_a$	Schätzwert von y_a
$y_{a\text{ N}}$	Nennwert von y_a
y_{mea}	gemessene Ergebnisgröße
y_{sim}	simulierte Ergebnisgröße
y_T	Trainingsdaten, Ergebnisgröße
$\bar{y}_T$	Mittelwert von y_T
z	kartesische Koordinate

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1: Verbaute Elektrotraktionsantriebe 2019.....	2
Abbildung 1.2: Entwicklungsprozess.....	4
Abbildung 1.3: Abhängige Spezifikation des Motors.....	5
Abbildung 1.4: Skizze der Komponentenanforderungen des Elektromotors.....	5
Abbildung 1.5: Maschinentopologien von links nach rechts: SMPMSM, IPMSM mit Speichenmagneten, tangentialer Magnetanordnung, V-Anordnung, U-Anordnung.....	6
Abbildung 1.6: Ziele und Randbedingungen im Bewertungsprozess	10
Abbildung 2.1: Aufbau des Bewertungsprozesses	20
Abbildung 2.2: Standardisierte Datenbasis	21
Abbildung 2.3: Elektromagnetischer Bewertungsprozess.....	26
Abbildung 3.1: dq- und uvw-Koordinatensysteme für ein Polpaar.....	35
Abbildung 3.2: Strangspannung	37
Abbildung 4.1: Anpassung des Kennlinienverlaufs $B(H)$ für die FEM.....	44
Abbildung 4.2: Simulationsergebnisse mit angepassten $B(H)$ -Kennlinien.....	44
Abbildung 4.3: Magnetkennlinien.....	46
Abbildung 4.4: Darstellung der Maschinentopologie	49
Abbildung 4.5: Beispielhafte Vernetzung mit Dreiecks- und Viereckselementen.....	50
Abbildung 4.6: Luftspaltvernetzungen mit 2 und 8 Lagen an Elementen.....	52
Abbildung 4.7: Netzfehlerreduktion durch h- und p-Methode.....	54
Abbildung 4.8: Auswertung der Flussverkettung im Wicklungsgebiet	58
Abbildung 4.9: Auswertung der Flussverkettung für eine verteilte Wicklung	59
Abbildung 5.1: Gekoppelt analytisches Modell	63
Abbildung 5.2: Induktivitätskennfelder einer Maschine im Betriebsbereich.....	64
Abbildung 5.3: Einschichtiges Feedforward-Netz mit zwei Neuronen.....	70
Abbildung 5.4: Betriebsbereich der PMSM.....	72
Abbildung 5.5: Orthogonale Simulationspläne.....	73
Abbildung 5.6: Triangular vernetzte Simulationspläne.....	74
Abbildung 5.7: Quadrilateral vernetzte Simulationspläne	74
Abbildung 5.8: D-optimale Simulationspläne.....	75
Abbildung 5.9: Iterative Versuchsplanbestimmung.....	76
Abbildung 5.10: Iterativ triangulierter Versuchsplan.....	77
Abbildung 5.11: Iterative Versuchspläne	78
Abbildung 5.12: Modellfehler bei nachgelagert iterativer Simulationsplanung	83
Abbildung 5.13: Übersicht über Maschinenverluste	84
Abbildung 5.14: Erweitertes verlustbehaftetes Modell.....	87

Abbildung 6.1: Kennfeldbetrieb einer PMSM	94
Abbildung 6.2: Betriebsstrategie der PMSM:	95
Abbildung 6.3: Bewertungsprozess des aktiven Kurzschlusses.....	98
Abbildung 6.4: Berechnung der Kurzschlussströme mit unterschiedlichen Methoden	102
Abbildung 6.5: Einfluss der Rotorschrägung auf die Kurzschlussströme	103
Abbildung 6.6: Einfluss des Maschinenumrichters auf die Kurzschlussströme	103
Abbildung 6.7: Entmagnetisierungsfolgen aus dem maximalen Kurzschlussstrom	106
Abbildung 6.8: Normierte Differenzstromdichte in der Litze.....	108
Abbildung 6.9: Gemessener überschwingungsbehafteter Phasenstrom.....	109
Abbildung 6.10: Drehmomentverlauf bei überschwingungsbehaftetem Strangstrom	110
Abbildung 6.11: Spannungsverlauf bei überschwingungsbehaftetem Strangstrom.....	110
Abbildung 6.12: Dehnungen an der Rotoroberfläche durch Zentrifugalkräfte	112
Abbildung 6.13: Luftspaltdeformation durch thermische Dehnungen.....	113
Abbildung 6.14: Gekoppelte Simulation von thermischen und mechanischen Dehnungen	113
Abbildung 7.1: Spannungsverlauf in Abhängigkeit der Rotorschrägung	119
Abbildung 7.2: Spannungsverlauf bei optimierter Rotorschrägung.....	119
Abbildung 7.3: Simulierte Kurzschlussströme mit unterschiedlichen Streuinduktivitäten	120
Abbildung 7.4: Spannungsverlauf im Leerlaufbetrieb	121
Abbildung 7.5: Spannungsbetrag im Frequenzbereich	122
Abbildung 7.6: Abweichungen im Betriebskennfeld im Grundstellbereich	123
Abbildung 7.7: Abweichungen im Betriebskennfeld im Feldschwächbereich	123
Abbildung 7.8: Dynamische Kurzschlussströme	124
Abbildung 7.9: Dynamisches Drehmoment im aktiven Kurzschluss	125
Abbildung 7.10: Stationäres Kurzschlussverhalten	125
Abbildung 7.11: Winkelzusammenhänge in Polarkoordinaten.....	127
Abbildung 7.12: Messpunkte im zulässigen Betriebsbereich der Maschine.....	129

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1.1: Traktionsantriebe aktueller Elektrofahrzeuge	2
Tabelle 1.2: Vor- und Nachteile unterschiedlicher Traktionsantriebe	3
Tabelle 1.3: Bewertung der Maschinentopologien (vgl. [38] [39]).....	7
Tabelle 1.4: Elektromagnetische Bewertungsgrößen	9
Tabelle 2.1: Materialparameterübersicht.....	21
Tabelle 2.2 FE-Software zur Berechnung elektrischer Maschinen.....	22
Tabelle 2.3: Multiphysikalische Effekte.....	24
Tabelle 3.1: 2D-Elementtypen der FEM	34
Tabelle 3.2: Verschaltung der Maschine in Stern oder Dreieck.....	39
Tabelle 4.1: Materialdatenübersicht (vgl. [111], [112], [113])	41
Tabelle 4.2: Auswirkungen der Kennlinienanpassung	45
Tabelle 4.3: Materialdaten unterschiedlich legierter Dauermagnete.....	47
Tabelle 4.4: Modellfehler bei unterschiedlichen FE-Netzen.....	51
Tabelle 4.5: Modellfehler bei unterschiedlichen Netzen im Luftspalt.....	53
Tabelle 4.6: Klassifizierung von Genauigkeitsanforderungen	53
Tabelle 4.7: Standardisierter Netzaufbau	55
Tabelle 4.8: Parameterkombinationen im Sweep	56
Tabelle 4.9: Fehleranalyse in der FEM	61
Tabelle 5.1: Basisfunktionen im universal Kriging.....	69
Tabelle 5.2: Modellfehler in Abhängigkeit der Neuronenanzahl.....	71
Tabelle 5.3: Bewertung von Modellen und Simulationsplan	79
Tabelle 5.4: Bewertung bei reduzierter Anzahl an Stützpunkten.....	80
Tabelle 5.5: Bewertung bei erweiterter Anzahl an Stützpunkten.....	80
Tabelle 5.6: Modellverbesserungen durch Verwendung Neuronaler Netze	81
Tabelle 5.7: Kreuzvalidierung	82
Tabelle 5.8: Modellfehler in Abhängigkeit der Simulationspunkte	83
Tabelle 5.9: Anzahl der simulierten Rotorstellungen.....	90
Tabelle 6.1: Fahrzeugkennndaten.....	96
Tabelle 6.2: Skin Effekt Tabelle.....	108
Tabelle 6.3: Eisenverluste bei überschwingungsbehaftetem Phasenstrom	111
Tabelle 6.4: Auswirkungen der Luftspaltdeformation auf die Maschineninduktivitäten....	114
Tabelle 7.1: Prüfstandshardware	116
Tabelle 7.2: Erwartungsbereich der ungenau bekannten Maschinenparameter	117
Tabelle 7.3: Parametersensitivitäten.....	117
Tabelle 7.4: Optimierter Rotorschrägungswinkel	120

Tabelle 7.5: Fehler der EMK.....	122
Tabelle 7.6: Mittlere und maximale Abweichung im Betriebskennfeld	123
Tabelle 7.7: Übersicht der Abweichungen zwischen von Messung und Werkzeugkette ...	126
Tabelle 7.8: Verbesserte Maschinenprognose mit Korrekturkennfeld.....	129
Tabelle 9.1: Drehmomentabweichungen $fDMA$ für eine Drehzahl im Grundstellbereich.	139
Tabelle 9.2: Spannungsabweichungen $fDu1$ für eine Drehzahl im Grundstellbereich.....	139
Tabelle 9.3: Drehmomentabweichungen $fDMA$ für eine Drehzahl im Feldschwächbereich	140
Tabelle 9.4: Spannungsabweichungen $fDu1$ für eine Drehzahl im Feldschwächbereich..	140

Literaturverzeichnis

- [1] L. Dedeleit, F. Bethke, L. Drüner, L. Brabetz und M. Ayeb , Evaluation of Optimized Electric Traction Drives using an Integrated Tool Chain, Braunschweig: ITS Automotive Nord e.V., 2017.
- [2] L. Dedeleit, L. Brabetz und M. Ayeb, Short Circuit Calculation of Permanent Magnet Synchronous Machines with COMSOL Multiphysics, Düsseldorf: VDI, 2018.
- [3] L. Dedeleit, L. Brabetz und M. Ayeb, Calculation and Analysis of Symmetrical Short Circuit Currents in Permanent Magnet Synchronous Machines, Vancouver, BC, Canada: IEEE, 2019.
- [4] L. Dedeleit, L. Brabetz und M. Ayeb, „Berechnung und Bewertung des Kurzschlussverhaltens von Permanenterregten Synchronmaschinen,“ in *VDI Wissensforum: Der E-Motor im elektrifizierten Antriebsstrang*, Nürnberg, 2019, unpublished.
- [5] L. Dedeleit, L. Brabetz und M. Ayeb, „Bewertung einer PMSM: Simulationsplanung und Metamodellierung,“ in *HEV 2020 – Tagung Hybrid- und Elektrofahrzeuge*, Gifhorn, 2020, unpublished.
- [6] F. Bethke, L. Dedeleit, L. Drüner, M. Ayeb und L. Brabetz, Schlussbericht. Verbundvorhaben TOPMAGNET. Teilvorhaben integrierte Werkzeugkette., Artikel zugefügt zur Veröffentlichung.
- [24] D. Kuhl, Neue Verfahren zur Wirkungsgradbestimmung an Elektrotraktionsmaschinen, Kassel, Dissertation zugefügt zur Veröffentlichung.
- [25] A. Füßel, Technische Potentialanalyse der Elektromobilität. Stand der Technik, Forschungsausblick und Projektion auf das Jahr 2025., Wiesbaden: Springer Vieweg, 2017.
- [26] F. Marscheider-Weidemann, S. Langkau, T. Hummen, L. Erdmann und L. T. Espinoza, Rohstoffe für Zukunftstechnologien 2016., Berlin: DERA Rohstoffinformationen, 2016.
- [27] J. D. Widmer, R. Martin und M. Kimiabeigi, Electric vehicle traction motors without rare earth magnets, Amsterdam: Elsevier, 2015.

- [28] P. Hofmann, Hybridfahrzeuge. Ein alternatives Antriebssystem für die Zukunft., Wien: Springer-Verlag, 2014.
- [29] T. Finken, M. Felden und K. Hameyer, Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles., Vilamoura: International Conference on Electrical Machines, 2008.
- [30] A. Kampker, Elektromobilproduktion, Heidelberg: Springer-Verlag, 2014.
- [31] M. Felden, P. Bütterling, P. Jeck, L. Eckstein und K. Hameyer, Electric Vehicle Drive Trains: From the Specification Sheet to the Drive-Train Concept, Ohrid : IEEE, 2010.
- [32] Nationale Plattform Elektromobilität , Zweiter Bericht der Nationalen Plattform Elektromobilität, Berlin, 2011.
- [33] F. Momen, K. Rahman, S. Yochan und P. Savagian, Electric Motor Design of General Motors' Chevrolet Bolt Electric Vehicle, SAE international, 2016.
- [34] E. Bolte, Elektrische Maschinen. Grundlagen Magnetfelder Erwärmung Funktionsprinzipien Betriebsarten Einsatz Entwurf Wirtschaftlichkeit., Berlin: Springer Vieweg, 2018.
- [35] H. Schäfer (Hrsg.), Elektrische Antriebstechnologie für Hybrid- und Elektrofahrzeuge, Tübingen: expert verlag, 2019.
- [36] U. Vollmer, Entwurf, Auslegung und Realisierung eines verlustoptimierten elektrischen Antriebs für Hybridfahrzeuge. Diss., Berlin: Technische Universität Berlin, 2012.
- [37] S. Christiaens, J. Ogrzewalla und S. Pischinger, Functional Safety for Hybrid and Electric Vehicles, SAE International, 2012.
- [38] X. Liu, H. Chen, J. Zhao und A. Belahcen, Research on the Performances and Parameters of Interior PMSM Used for Electric Vehicles, IEEE, 2016.
- [39] H. Neudorfer, „Vergleich unterschiedlicher Antriebsmaschinen im Traktionsbereich,“ 2008. [Online]. Available: https://www.ieam.tuwien.ac.at/fileadmin/t/ieam/download_bereich/tagungen/2008/ove2008_neudorfer.pdf. [Zugriff am 07 01 2020].
- [40] Y. Duan und D. M. Ionel, A Review of Recent Developments in Electrical Machine Design Optimization Methods With a Permanent-Magnet Synchronous Motor Benchmark Study, IEEE, 2013.

-
- [41] H.-P. Merten und E. Lamprecht, Der Elektromotor im hybriden Antriebsstrang - Anforderungen, Wechselwirkungen und Ausblick, Nürnberg: Mercedes-Benz AG, VDI Wissensforum, 2019, unpublished.
 - [42] T. Labbé, Topology optimization methods for the design of electromagnetic actuators, Louvain: Université catholique de Louvain (Dissertation), 2011.
 - [43] X. Jannot, J. Vannier, C. Marchand, M. Gabsi, J. Saint-Michel und D. Sadarnac, Multiphysic Modeling of a High-Speed Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine for a Multiobjective Optimal Design, IEEE, 2011.
 - [44] D.-J. Sim, H.-K. Jung, S.-Y. Hahn und J.-S. Won, Application of vector optimization employing modified genetic algorithm to permanent magnet motor design, IEEE, 1997.
 - [45] K. Kim, J. Lee, H. Kim und D.-H. Koo, Multiobjective optimal design for interior permanent magnet synchronous motor, IEEE, 2009.
 - [46] N. Vaks, S. Sudhoff und S. Pekarek, Investigation of Tradeoffs between Efficiency, Mass, Cost, Service Factor, and Power Factor in Induction Machines, SAE International, 2010.
 - [47] R. Sיעoban, R. Martiş, C. Martiş, C. Husar, L. Coadălată und C. Irimia, Multiphysics design, analysis and optimisation platform of PMSM for automotive applications, IEEE, 2016.
 - [48] A. Boglietti, A. Cavagnino, D. Staton, M. Shanel, M. Mueller und C. Mejuto, Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines, IEEE, 2009.
 - [49] J. Karthaus und K. Hameyer, Static and Cyclic Mechanical Loads inside the Rotor Lamination of High-Speed PMSM, IEEE, 2017.
 - [50] Y. Wan, S. Wu und S. Cui, Choice of Pole Spacer Materials for a High-Speed PMSM Based on the Temperature Rise and Thermal Stress, IEEE, 2016.
 - [51] J. Jung et al., Mechanical Stress Reduction of Rotor Core of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IEEE, 2012.
 - [52] Z. Han, H. Yang und Y. Chen, Investigation of the rotor mechanical stresses of various interior permanent magnet motors, IEEE, 2009.

- [53] W. Wang, Y. Liu, M. Wang, Z. Fu und P. Zheng, Optimization and Mechanical Strength Analysis of Less-Rare-Earth Interior Permanent-Magnet Synchronous Machines Used for Electric Vehicles, IEEE, 2018.
- [54] S. Morimoto, S. Ooi, Y. Inoue und M. Sanada, Experimental Evaluation of a Rare-Earth-Free PMASynRM With Ferrite Magnets for Automotive Applications, IEEE, 2014.
- [55] H. Tschöke (Hrsg.), Die Elektrifizierung des Antriebsstrangs. Basiswissen., Wiesbaden: Springer Vieweg, 2015.
- [56] D. Franck, M. Giet und K. Hameyer, Towards low audible noise drives for FEV applications, IEEE, 2010.
- [57] J. Urresty, J. Riba, L. Romeral und A. Garcia, A Simple 2-D Finite-Element Geometry for Analyzing Surface-Mounted Synchronous Machines With Skewed Rotor Magnets, IEEE, 2010.
- [58] C. Gupta, S. Marwaha und M. Manna, Finite element method as an aid to machine design: A computational tool., Proc. COMSOL Conf., 2009.
- [59] B. Aschendorf, FEM bei elektrischen Antrieben 1. Grundlagen, Vorgehensweise, Transformatoren und Gleichstrommaschinen, Wiesbaden: Springer Vieweg, 2014.
- [60] B. Aschendorf, FEM bei elektrischen Antrieben 2. Anwendungen: Gleichstrommaschinen, Asynchronmaschinen, Synchronmaschinen, Linearmotoren, Wiesbaden: Springer Vieweg, 2014.
- [61] S. Müller, M. Siegle, M. Keller und N. Parspour, Loss Calculation for Electrical Machines Based on Finite Element Analysis Considering 3D Magnetic Flux, IEEE, 2018.
- [62] S. S. Nair, J. Wang, L. Chen, R. Chin und M. Beniakar, Prediction of 3D eddy current loss in retaining sleeve of surface mounted permanent magnet machines, IEEE, 2017.
- [63] O. Bouaziz, I. Jaafar und F. Ben Ammar, Performance analysis of radial and axial flux PMSM based on 3D FEM modeling, Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, 2018.
- [64] R. Carlson, S. da Silva, N. Sadowski, Y. Lefvre und M. Lajoie-Mazenc, The effect of the stator-slot opening on the interbar currents of skewed cage induction motor, IEEE, 2002.

-
- [65] G. Kalokiris, T. D. Kefalas, A. G. Kladas und J. A. Tegopoulos, Special air-gap element for 2-D FEM analysis of electrical machines accounting for rotor skew, IEEE, 2005.
 - [66] Z. Hang, J. Fang, X. Liu und B. Han, Loss Calculation and Thermal Analysis of Rotors Supported by Active Magnetic Bearings for High-Speed Permanent-Magnet Electrical Machines, IEEE, 2016.
 - [67] R. Ni, D. Xu, G. Wang, L. Ding, G. Zhang und L. Qu, Maximum Efficiency Per Ampere Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines, IEEE, 2015.
 - [68] Q. Yu, B. Bilgin und A. Emadi, Loss and Efficiency Analysis of Switched Reluctance Machines Using a New Calculation Method, IEEE, 2015.
 - [69] X. Chen, J. Wang, B. Sen, P. Lazari und T. Sun, A High-Fidelity and Computationally Efficient Model for Interior Permanent-Magnet Machines Considering the Magnetic Saturation, Spatial Harmonics, and Iron Loss Effect, IEEE, 2015.
 - [70] C. Steinmetz, On the law of hysteresis, IEEE, 1984.
 - [71] D. Jiles und D. Atherton, Theory of ferromagnetic hysteresis, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 1986.
 - [72] A. Krings, S. Nategh, A. Stening, H. Grop, O. Wallmark und J. Soulard, Measurement and modeling of iron losses in electrical machines, Proc. 5th Int. Conf. Magnetism Metallurgy, 2012.
 - [73] K. Yamazaki und A. Abe, Loss Investigation of Interior Permanent-Magnet Motors Considering Carrier Harmonics and Magnet Eddy Currents, IEEE, 2009.
 - [74] M. Geest, H. Polinder und J. Ferreira, Computationally efficient 3D FEM rotor eddy-current loss calculation for permanent magnet synchronous machines, IEEE, 2015.
 - [75] M.-M. Koo, J.-Y. Choi, K. Hong und K. Lee, Comparative Analysis of Eddy-Current Loss in Permanent Magnet Synchronous Machine Considering PM Shape and Skew Effect Using 3-D FEA, IEEE, 2015.
 - [76] O. Barriere, S. Hlioui, H. Ahmed und M. Gabsi, An Analytical Model for the Computation of No-Load Eddy-Current Losses in the Rotor of a Permanent Magnet Synchronous Machine, IEEE, 2016.
 - [77] M. Paradkar und H. Bocker, 2D analytical model for estimation of eddy current loss in the magnets of IPM machines considering the reaction field of the induced eddy currents, IEEE, 2015.

- [78] T. Gerlach, L. Rabenstein, A. Dietz, K. A. und D. Gerling, Determination of eddy current losses in permanent magnets of SPMSM with concentrated windings: A hybrid loss calculation method and experimental verification, IEEE, 2018.
- [79] R. Islam, I. Husain, A. Fardoun und K. McLaughlin, Permanent-Magnet Synchronous Motor Magnet Designs With Skewing for Torque Ripple and Cogging Torque Reduction, IEEE, 2009.
- [80] V. Petrovic, R. Ortega und A. Stankovic, Design and implementation of an adaptive controller for torque ripple minimization in PM synchronous motors, IEEE, 2000.
- [81] N. Bianchi und S. Bolognani, Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors, IEEE, 2002.
- [82] S. Hwang, J. Eom und Y. Jung, Various design techniques to reduce cogging torque by controlling energy variation in permanent magnet motors, IEEE, 2001.
- [83] Z. Azar, Z. Zhu und G. Ombach, Influence of Electric Loading and Magnetic Saturation on Cogging Torque, Back-EMF and Torque Ripple of PM Machines, IEEE, 2012.
- [84] K. Wang, Q. Zhu, G. Ombach und W. Chlebosz, Average Torque Improvement of Interior Permanent-Magnet Machine Using Third Harmonic in Rotor Shape, IEEE, 2014.
- [85] E. Richter und T. Neumann, Line start permanent magnet motors with different materials, IEEE, 1984.
- [86] L. Fang, B. Lee, J. Lee, H. Kim und J.-P. Hong, Study on high-efficiency characteristics of interior permanent magnet synchronous motor with different magnet material, IEEE, 2009.
- [87] A. Fasolo, L. Alberti und N. Bianchi, Performance comparison between switching-flux and IPM machine with rare earth and ferrite PMs, IEEE, 2012.
- [88] S. Galioto, P. Reddy, A. El-Refaie und J. Alexander, Effect of Magnet Types on Performance of High-Speed Spoke Interior-Permanent-Magnet Machines Designed for Traction Applications, IEEE, 2015.
- [89] A. El-Refaie, T. Raminosoa, P. Reddy, S. Galioto, D. Pan, K. Grace, J. Alexander und K.-K. Huh, Comparison of traction motors that reduce or eliminate rare-earth materials, IET Electrical Systems in Transportation, 2017.

-
- [90] M. Amrhein, T. O'Connell und J. Wells, An integrated design process for optimized high-performance electrical machines, IEEE, 2013.
 - [91] A. Rodríguez, D. Gómez, I. Villar, A. López-de-Heredia und I. Etxeberria-Otadui, Improved analytical multiphysical modeling of a surface PMSM, IEEE, 2014.
 - [92] Z. Makni, M. Besbes und C. Marchand, Multiphysics Design Methodology of Permanent-Magnet Synchronous Motors, IEEE, 2007.
 - [93] J. Legranger, G. Friedrich, S. Vivier und J. Mipo, Combination of Finite-Element and Analytical Models in the Optimal Multidomain Design of Machines: Application to an Interior Permanent-Magnet Starter Generator, IEEE, 2010.
 - [94] B. Klarin, K. Knaus, J. Schneider, F. Diwok, T. Resch und S. Brandl, PMSM Noise - Simulation Measurement Comparison, SAE International, 2018.
 - [95] J. Park, M. Moosavi und H. Toliyat, Electromagnetic-thermal coupled analysis method for interior PMSM, IEEE, 2015.
 - [96] M. Jouffroy, Electrification at Bosch: Potential of multigear ePowertrain., Nürnberg: VDI-Wissensforum, unpublished, 2019.
 - [97] M. Stokmaier und R. Niemeier, Design-, Kennfeldoptimierung und Robustheitsanalysen von elektrischen Motoren mit Hilfe von Metamodellen., Nürnberg: VDI-Wissenskonferenz, unpublished, 2019.
 - [98] Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik, Universität Hannover, „Übersicht über die Programmlandschaft des IAL zur Berechnung von elektrischen Antriebssystemen,“ [Online]. Available: https://www.ial.uni-hannover.de/fileadmin/ial/PDF/Programmlandschaft_IAL.pdf. [Zugriff am 15.04.2020].
 - [99] Autodesk Inc., „Autodesk. AutoCAD. 2014,“ 2013. [Online]. Available: http://images.autodesk.com/adsk/files/autocad_2014_pdf_dxf_reference_enu.pdf. [Zugriff am 20.01.2020].
 - [106] A. Kost, Numerische Methoden in der Berechnung elektromagnetischer Felder, Heidelberg: Springer, 1994.
 - [107] M. Li und D. A. Lowther, Local Electromagnetic Force Computation in the Presence of Numerical Field Errors, Montreal: IEEE, 2009.
 - [108] COMSOL, AC/DC Module. User's Guide., COMSOL, 2018.

- [109] J. Jin und J. Jin, The Finite Element Method in Electromagnetics, Hoboken: John Wiley & Sons, 2014.
- [110] B. Klein, FEM. Grundlagen und Anwendungen der Finite-Element-Methode im Maschinen- und Fahrzeugbau, Wiesbaden: Springer Vieweg, 2015.
- [111] B. D. Cukkity und C. D. Graham, Introduction to Magnetic Materials, Hoboken: John Wiley & Sons, 2009.
- [112] VACUUMSCHMELZE GmbH & Co. KG Hanau, „Selten- Erd- Dauermagnete. Vacodym. Vacomax.,“ 2014. [Online]. Available: https://vacuumschmelze.de/Assets-Web/VACODYM-VACOMAX-dt_12112014.pdf. [Zugriff am 09 03 2020].
- [113] C. Everitt, R. Parmley, M. Taber, W. Bencze, K. Burns und D. Frank, Gravity Probe B cryogenic payload, Bristol: IOP Publishing Ltd, 2015.
- [114] Voestalpine Stahl GmbH, „isovac 330-35 A,“ 2018. [Online]. Available: https://www.voestalpine.com/division_stahl/content/download/32783/347323/file/D_B_isovac_330-35A_E_280715.pdf. [Zugriff am 05 03 2020].
- [115] P. Guillery, R. Hezel und B. Reppich, Werkstoffkunde für die Elektrotechnik, Braunschweig: Vieweg, 1992.
- [116] L. Michalowsky, Magnettechnik, Essen: Vulkan-Verlag, 2006.
- [117] D. Rao und V. Kuptsov, Effective Use of Magnetization Data in the Design of Electric Machines With Overfluxed Regions, Schenectady: IEEE, 2015.
- [118] MS-Schramberg GmbH & Co. KG, „Seltenerd-magnete. NdFeB* 200/220 w,“ 04 2010. [Online]. Available: https://www.magnete.de/fileadmin/user_upload/Content/Produkte/PDF/Gesinterte_SE_Magnete/NdFeB_200-220w_D.pdf. [Zugriff am 09 03 2020].
- [119] MS-Schramberg GmbH & Co. KG, „Hartferrit-magnete. Strontiumferrit HF 30/26,“ [Online]. Available: https://www.magnete.de/fileadmin/user_upload/Content/Produkte/PDF/Gesinterte_HF_Magnete/HF_30-26_D.pdf. [Zugriff am 09 03 2020].
- [120] MS-Schramberg GmbH & Co. KG, „Seltenerd-magnete. NdFeB* 300/125 h,“ 04 2010. [Online]. Available: https://www.magnete.de/fileadmin/user_upload/Content/Produkte/PDF/Gesinterte_SE_Magnete/NdFeB_300-125h_D.pdf. [Zugriff am 09 03 2020].

-
- [121] M. Mayer, J. Theurer und M. Baun, „Leitfaden für die Berechnung eines Synchronmotors mit FEMAG,“ 2011. [Online]. Available: https://wiki.profemag.ch/tiki-download_file.php?fileId=47. [Zugriff am 10 03 2020].
 - [122] K. Reichert, „Special design and operational aspects with FE.,“ 2008. [Online]. Available: <https://www.profemag.ch/index.php/de/downloads/category/22-awt-2008.html?download=310:2008>. [Zugriff am 10 03 2020].
 - [123] L. Yang, S. L. Ho, F. W.N. und L. Liu, A Mesh Deformation Algorithm and Its Application in Optimal Motor Design, IEEE, 2016.
 - [124] P. Amestoy, I. S. Duff, J.-Y. L'Excellent und J. Koster, A Fully Asynchronous Multifrontal Solver Using Distributed Dynamic Scheduling, SIAM J. MATRIX, 2001.
 - [125] O. Schenk und K. Gärtner, Two-level dynamic scheduling in PARDISO:Improved scalability on shared memory multiprocessing systems, Elsevier, 2002.
 - [126] M. P. Raju und S. Khaitan, High Performance Computing Using Out-of-Core Sparse Direct Solvers, World Academy of Science, 2009.
 - [127] O. Schenk und K. Gärtner, Solving unsymmetric sparse systems of linear equations with PARDISO, ELSEVIER, 2004.
 - [128] J. D. Hogg, J. K. Reid und J. A. Scott, A DAG-based Sparse Cholesky Solver for Multicore Architectures, Science and Technology Facilities Council, 2009.
 - [129] W. Timur, Geberlose Rotorlagebestimmung in elektrischen Maschinen: Spannungsbasierte Verfahren für permanentmagneterregte Synchronmotoren, Wiesbaden : Springer Vieweg, 2018.
 - [130] S. Kellner und B. Piepenbreier, General PMSM d,q-model using optimized interpolated absolute and differential inductance surfaces, Niagara Falls: IEEE, 2011.
 - [131] S. Kellner, Parameteridentifikation bei permanenterregten Synchronmaschinen, Universität Erlangen Nürnberg (Dissertation), 2013.
 - [132] M. Seilmeier und B. Piepenbreier, Identification of steady-state inductances of PMSM using polynomial representations of the flux surfaces, Vienna: IECON , 2013.
 - [133] S. Kuehl, P. Landsmann und R. Kennel, Bivariate polynomial approximation of cross-saturated flux curves in synchronous machine models, Florence: IEEE, 2012.

- [134] A. Isaac, Scattered data interpolation methods for electronic imaging systems: a survey., Journal of Electronic Imaging, 2002.
- [135] K. Siebertz, D. Bebbler und T. Hochkirchen, Statistische Versuchsplanung : Design of Experiments (DoE), Wiesbaden: Springer Vieweg, 2017.
- [136] Y. (. Zhang und G. Jekabsons, Machine Learning. Adaptive Basis Function Construction: An Approach for Adaptive Building of Sparse Polynomial Regression Models, Rijeka: InTech, 2010.
- [137] A. Engelmann, Bernstein-Bézier-Methoden und Interpolation mit bivariaten Splineräumen, Mannheim: Universität Mannheim, Dissertation, 2003.
- [138] MathWorks Inc., Matlab Dokumentation: Interpolating Scattered Data, 2015.
- [139] M. Stein, Interpolation of Spatial Data. Some Theory for Kriging., Chicago: Springer Science+Business Media, 1999.
- [140] L. Freier, Kriging basierte Analyse und Versuchsplanung in der Biotechnologie, Universitäts- und Landesbibliothek der Heinrich-Heine-Universität Düsseldorf. Dissertationen, 2018.
- [141] R. Kruse, C. Borgelt, C. Braune, F. Klawonn, C. Moewes und M. Steinbrecher, Computational Intelligence. Eine methodische Einführung in Künstliche Neuronale Netze, Evolutionäre Algorithmen, Fuzzy-Systeme und Bayes-Netze, Wiesbaden: Springer Vieweg, 2015.
- [142] . T. Masters, Practical neural network recipes in C++, San Diego: Academic Press, 1995.
- [143] K. Morik und U. Ligges, „Datenvorverarbeitung. Versuchsplanung,“ Universität Dortmund, 2013. [Online]. Available: https://www.statistik.uni-dortmund.de/fileadmin/user_upload/Lehrstuehle/Datenanalyse/Wissensentdeckung/Wissensentdeckung-Li-2_2x2.pdf. [Zugriff am 05 02 2020].
- [144] K. Bass, Optimierung von Betriebsstrategien für elektrifizierte Antriebskonzepte, Kassel: Universität Kassel, Diss., 2016.
- [145] F. Bethke, TOPMAGNET. Berechnung der Eisenverluste. 22.03.2017, Unpublished., 2017.
- [146] D. Lin, P. Zhou, W. Fu und J. Cendes, A dynamic core loss model for soft ferromagnetic and power ferrite materials in transient finite element analysis, IEEE, 2004.

-
- [147] M. Wasekura, C. Wang und R. Lorenz, A transient core loss calculation algorithm for soft magnetic composite material, Denver: IEEE, 2013.
 - [148] G. Qingbo, C. Zhang, L. Liyi, Z. Jiangpeng und W. Mingyi, Design and Implementation of a Loss Optimization Control for Electric Vehicle In-Wheel Permanent-Magnet Synchronous Motor Direct Drive System, Elsevier Ltd., 2017.
 - [149] H. Nguyen-Schäfer, Numerische Auslegung von Wälzlagern, Berlin: Springer-Verlag, 2017.
 - [150] D. Howey, P. R. N. Childs und A. Holmes, Air-Gap Convection in Rotating Electrical Machines, IEEE, 2012.
 - [151] T. J. E. Miller und R. Rabinovici, Back-EMF waveforms and core losses in brushless DC motors, IEEE, 1994.
 - [152] M. Meyer und J. Bocker, Transient peak currents in permanent magnet synchronous motors for symmetrical short circuits, Taormina: SPEEDAM, 2006.
 - [153] M. Qiao, Z. Xiaofeng und R. Xiuming, Research of the mathematical model and sudden symmetrical short circuit of the multi-phase permanent-magnet motor, Kunming, China: International Conference on Power System Technology, 2002.
 - [154] G. Choi und T. M. Jahns, Investigation of key factors influencing the response of permanent magnet synchronous machines to three-phase symmetrical short-circuit faults, IEEE, 2016.
 - [155] H. Toliyat, S. Nandi, S. Choi und H. Meshgin-Kelk, Electric machines modeling, condition monitoring and fault diagnosis, Boca Raton: Taylor & Francis, 2013.
 - [156] R. Kolehmainen, I. Arkkio, S. Ruoho, J. Kolehmainen, J. Ikaheimo und A. Arkkio, Interdependence of demagnetization, loading, and temperature rise in a permanent-magnet synchronous motor, IEEE, 2010.
 - [157] C. Chen, Y. Wang und X. Wen, Study of short-circuit fault of permanent magnet synchronous motor, Jeju: International Conference on Electrical Machines and Systems, 2018.
 - [158] S. T. Lee, Demagnetization study of an interior permanent magnet synchronous machine considering transient peak 3 phase short circuit current, Cincinnati: IEEE, 2017.

- [159] M. S. Khan, U. V. Okonkwo, A. Usman und B. S. Rajpurohit, Finite element modeling of demagnetization fault in permanent magnet direct current motors, Portland: IEEE, 2018.
- [160] K. Kim, S. Lim, D. Koo und J. Lee, The shape design of permanent magnet for permanent magnet synchronous motor considering partial demagnetization, IEEE, 2006.
- [161] L. Papula, Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler Band 2, Wiesbaden: Springer Vieweg, 2015.
- [162] U. Rienen, Der Skineffekt, Rostock: Institut für Allgemeine Elektrotechnik, 2011.
- [163] K. Küpfmüller, W. Mathis und A. Reibiger, Theoretische Elektrotechnik. Eine Einführung., Berlin : Springer Vieweg, 2013.
- [164] D. Lin, P. Zhou, Y. Hu und M. Rosu, Analytical computation of end-winding leakage inductance for multi-phase AC machines, Miami: IEEE, 2017.
- [165] L. Drüner, L. Brabetz und M. Ayeb, Post-Processing of Multimaterial Topology Optimization Results of Permanent Magnet Electrical Machines, IEEE, 2019.

Informationsquellen

- [7] Kraftfahrt-Bundesamt, «Anzahl der Elektroautos in Deutschland von 2006 bis 2019,» Zitiert nach Statista GmbH, 2019. [Online]. Available: <https://de.statista.com/statistik/daten/studie/265995/umfrage/anzahl-der-elektroautos-in-deutschland/>. [Zugriff am 17 12 2019].
- [8] Kraftfahrt-Bundesamt, «Neuzulassungen von Personenkraftwagen nach Marken und Modellreihen im Dezember 2019,» 2020. [Online]. Available: https://www.kba.de/DE/Statistik/Produktkatalog/produkte/Fahrzeuge/fz10/fz10_gen tab.html. [Zugriff am 15 01 2020].
- [9] Renault Österreich GmbH, «Der neue Renault Zoe,» 2019. [Online]. Available: https://www.cdn.renault.com/content/dam/Renault/AT/downloadcenter/zoe/PL_ZOE_NEU.pdf. [Zugriff am 18 12 2019].
- [10] BMW AG, «Der BMW i3. Inhaltsverzeichnis,» 2013. [Online]. Available: <https://www.press.bmwgroup.com/deutschland/article/attachment/T0148284DE/276970>. [Zugriff am 18 12 2019].
- [11] BMW AG, «Technische Daten. Der neue BMW i3,» 2017. [Online]. Available: <https://www.press.bmwgroup.com/deutschland/article/attachment/T0273661DE/392973>. [Zugriff am 18 12 2019].
- [12] Tesla AG, «MODEL 3 OWNER'S MANUAL,» 2019. [Online]. Available: https://www.tesla.com/sites/default/files/model_3_owners_manual_europe_en.pdf. [Zugriff am 18 12 2019].
- [13] VOLKSWAGEN AG, «Der e-Golf. Technik und Preise. Gültig für das Modelljahr 2020,» 2019. [Online]. Available: [https://www.volkswagen.de/idhub/content/dam/onehub_pkw/importers/de/besitzer-und-nutzer/hilfe-und-dialogcenter/downloads/produktbroschueren/golf-\(bq\)/e-golf_preisliste.pdf](https://www.volkswagen.de/idhub/content/dam/onehub_pkw/importers/de/besitzer-und-nutzer/hilfe-und-dialogcenter/downloads/produktbroschueren/golf-(bq)/e-golf_preisliste.pdf). [Zugriff am 18 12 2019].
- [14] Daimler AG, «smart EQ fortwo und forfour,» veröffentlicht von: SCHADE Automobile GmbH, 2018. [Online]. Available: https://www.schade.de/fileadmin/docs/SCHADE/Neuwagen/Pkw/smart/smart_EQ_31-08-2018.pdf. [Zugriff am 18 12 2019].

- [15] Audi AG, «e-tron Preisliste,» 2019. [Online]. Available: https://www.audi.de/dam/nemo/models/misc/pdf/my-2019/preislisten/preisliste_e-tron.pdf. [Zugriff am 18 12 2019].
- [16] Audi AG, «e-tron. Elektrisierender Fahrspaß: Antrieb und Fahrwerk.,» 2019. [Online]. Available: <https://www.e-tron.audi.de/elektrisierender-fahrspass-antrieb-und-fahrwerk-10672>. [Zugriff am 18 12 2019].
- [17] Hyundai Motor Company, «KONA Elektro. Maßnahmen im Notfall.,» 2018. [Online]. Available: <https://www.hyundai.de/downloads/service-zubehoer/gut-informiert/rettungsdatenblaetter/kona-elektro-massnahmen-im-notfall.pdf/>. [Zugriff am 18 12 2019].
- [18] NISSAN CENTER EUROPE GMBH, «NISSAN LEAF,» 2018. [Online]. Available: <https://www.nissan.de/content/dam/Nissan/de/brochures/pkw/leaf-2018-preisliste.pdf>. [Zugriff am 18 12 2019].
- [19] S. Renz, «NISSAN LEAF E+. Neuer Kompakt-Stromer im Test,» Auto Motor und Sport, 2019. [Online]. Available: <https://www.auto-motor-und-sport.de/elektroauto/nissan-leaf-e-plus/>. [Zugriff am 18 12 2019].
- [20] Kia Motors (UK) Ltd., «SOUL EV SPECIFICATION,» 2017. [Online]. Available: <https://www.kia.com/content/dam/kwcms/kme/uk/en/assets/vehicles/soul-ev/specification/kia-soul-ev-specification.pdf>. [Zugriff am 18 12 2019].
- [21] Hyundai Motor Deutschland GmbH, «Ioniq Elektro,» 2017. [Online]. Available: <https://ecross-germany.de/wp-content/uploads/2017/11/Hyundai-IONIQ-Elektro-August-2017.pdf>. [Zugriff am 18 12 2019].
- [22] Tesla AG, «MODEL S OWNER'S MANUAL,» 2019. [Online]. Available: https://www.tesla.com/sites/default/files/model_s_owners_manual_north_america_en_us.pdf. [Zugriff am 18 12 2019].
- [23] Jaguar Land Rover Limited, «DER ELEKTRISCHE JAGUAR I-PACE.,» 2019. [Online]. Available: https://www.jaguar.de/Images/Jaguar-I-PACE-Broschure-1X5902010000BXCDE02P_tcm637-721984.pdf. [Zugriff am 18 12 2019].
- [100] Comsol Inc.. [Online]. Available: <https://www.comsol.de/>. [Zugriff am 22 01 2020].
- [101] Ansys Inc. [Online]. Available: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-maxwell>. [Zugriff am 22 01 2020].

- [102] JSOL Corporation, [Online]. Available: <https://www.jmag-international.com/>. [Zugriff am 22 01 2020].
- [103] ADINA R&D Inc. [Online]. Available: <http://www.adina.com/>. [Zugriff am 22 01 2020].
- [104] Precise Simulation Limited, «FEATool Multiphysics,» [Online]. Available: <https://www.featool.com/>. [Zugriff am 22 01 2020].
- [105] PDE Solutions Inc., [Online]. Available: <https://www.pdesolutions.com/>. [Zugriff am 22 01 2020].

ISBN 978-3-7376-0975-3



9 783737 609753 >