

# **Wirkungsgradsteigerung einer hochdrehenden fremderregten Synchronmaschine durch hybriderregten Rotor**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines  
**DOKTORS DER INGENIEURWISSENSCHAFTEN  
(Dr.-Ing.)**

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

**Dissertation**  
von  
M.Sc. Hongfei Lu  
geb. in: Jinan in Shandong

Tag der mündlichen Prüfung:

31. Oktober 2025

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Yves Burkhardt

(TU Darmstadt)

**Karlsruher Institut für Technologie (KIT)  
Elektrotechnisches Institut (ETI)**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der Ingenieurwissenschaften von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) angenommene Dissertation von M.Sc. Hongfei Lu, geb. in Jinan (Shandong), China

Tag der mündlichen Prüfung: 31. Oktober 2025  
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer  
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Yves Burkhardt  
(TU Darmstadt)



This document - excluding pictures and graphs - is licensed under the Creative Commons Attribution-ShareAlike 4.0 International License (CC BY-SA 4.0):  
<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>  
DOI: 10.5445/IR/1000187852

# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Im Rahmen eines Forschungsprojekts mit der Mercedes-Benz AG (damals Daimler AG) wurde die fremderregte Synchronmaschine als Traktionsantrieb ganzheitlich untersucht. Im Laufe der Untersuchung ging das Projekt über die Auslegung einer Synchronmaschine mit rein elektrischer Erregung hinaus. Um das Betriebsverhalten, insbesondere den Wirkungsgrad der fremderregten Synchronmaschine zu optimieren, wurde eine Hybriderregung in Betracht gezogen. Die Untersuchungen wurden über verschiedene physikalische Domänen durchgeführt, damit die ausgelegte Synchronmaschine mit Hybriderregung die praktischen Traktionsanforderungen moderner Elektrofahrzeuge möglichst erfüllt.

Zum Abschluss dieser Arbeit möchte ich mich bei allen bedanken, die zu ihrem Gelingen beigetragen haben.

Zunächst möchte ich meinem Doktorvater, Herrn Prof. Dr.-Ing. Martin Doppebauer meinen Dank aussprechen, mit besonderem Dank für die Möglichkeit, diese wissenschaftliche Reise beginnen zu können, für die anregenden Diskussionen und für sein Vertrauen über all die Jahre. Ebenfalls bedanke ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Yves Burkhardt für sein Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Den Projektpartnern der Mercedes-Benz AG möchte ich für die sehr gute Zusammenarbeit in diesem Projekt danken, das die Grundlage meiner Forschung bildete. Herrn Nis-Anton Möllgaard danke ich für den stets konstruktiven Austausch. Besonders dankbar bin ich dafür, dass er sich nicht nur für die fremderregte Synchronmaschine, sondern auch für meine Arbeiten zur Hybriderregung interessiert hat und den Aufbau eines Prototyps unterstützte. Zudem danke ich Herrn Dr.-Ing. Hristian Naumoski für seine fachlich fundierten Hinweise zum Inhalt und zur Struktur dieser Arbeit.

Für die kollegiale Zusammenarbeit sowie die fachliche Inspiration sei dem ETI gedankt. Patrick Winzer danke ich für die Entwicklung der Simulationstoolkette zur Berechnung der Wirkungsgradkennfelder einer Synchronmaschine. Torsten Epskamp danke ich für die angenehme gemeinsame Zeit im Büro sowie für seine hilfreichen Hinweise zum Prototypaufbau. Lorenz Schoch danke ich für die langjährige freundschaftliche Zusammenarbeit und für seine Unterstützung bei der Konstruktion. Andreas Langheck und Andreas Wolf danke ich für die Unterstützung bei der Inbetriebnahme des Prüfstands. Außerdem danke ich Patrick Breining für die stets interessanten fachlichen Diskussionen. Bei vielen technischen Fragestellungen war er häufig der Erste, mit dem ich mich austauschen konnte. Jing Ou danke ich für die schöne gemeinsame Zeit am Institut und die daraus entstandene Freundschaft, die uns offene Gespräche über alle Themen ermöglicht.

Dem Werkstattteam des ETIs danke ich für die Unterstützung beim Prototypaufbau. Besonderer Dank möchte ich Bernhard Saschin für seine fachlichen Anregungen zu konstruktiven Themen sowie Rouven Burgert und Kim Oebel für die Fertigung der Bauteile aussprechen. Des Weiteren gilt mein Dank allen Studierenden, deren zuverlässige und engagierte Mitarbeit zur Umsetzung vieler Ideen beigetragen hat.

Zuletzt möchte ich den wichtigsten Menschen meinen herzlichen Dank aussprechen. Meinen Eltern möchte ich danken, die mir durch ihre Unterstützung die Möglichkeit eröffnet haben, im Ausland zu studieren und damit den Ausgangspunkt für alles, was heute Realität ist. Ein besonderer Dank gilt meiner Frau Shan für ihr Verständnis, ihr Engagement und ihre stetige Ermutigung, die es mir ermöglicht haben, diesen anspruchsvollen Weg kontinuierlich voranzuschreiten und dabei auch Freude zu erleben.

Hongfei Lu

Karlsruhe, im November 2025

# Kurzfassung

Die fremderregte Synchronmaschine (FSM) als Traktionsantrieb für Elektrofahrzeuge gewinnt aufgrund der regelbaren Rotorerregung und des Verzichts auf Permanentmagnete zunehmend an Bedeutung und hat sich in den letzten Jahren kontinuierlich verbreitet. Im Vergleich zur permanenterregten Synchronmaschine (PSM) hat die FSM jedoch aufgrund der Rotorkupferverluste einen niedrigeren Wirkungsgrad, insbesondere im Grundlastbereich, sowie ein geringeres Dauermoment bzw. eine geringere Dauerleistung. Eine Optimierungsmöglichkeit besteht darin, in den gleichen Rotor der FSM zusätzliche Permanentmagnete einzubauen, wodurch beide Erregungsarten in einem Rotor kombiniert werden und eine hybriderregte Synchronmaschine (HSM) entsteht.

In dieser Arbeit wird die Optimierung des Betriebsverhaltens der FSM durch den Einsatz von wenigen Permanentmagneten im Rotor untersucht. Hierbei wird der zusätzliche magnetische Fluss, der die Rotorerregung verstärkt, und den Luftbarrieref-Effekt genutzt, was zu einer Wirkungsgradsteigerung über die verschiedenen Sättigungszustände führt. Zusätzlich wird durch eine Rotorkonstruktion die Rotorfestigkeit optimiert, was eine hochdrehende HSM ermöglicht. Ein weiterer Schwerpunkt liegt auf der Erhöhung des Dauerbetriebs einer FSM. Neben der Hybriderregung wird eine weitere Steigerung des Dauerbetriebs durch eine angepasste Betriebsstrategie untersucht. Die Dauergrenze wird durch den Aufbau eines thermischen Netzwerkes der kompletten Maschine bestimmt.

Zur Validierung der Untersuchungen werden Prüfstandsmessungen mit aufgebauten Prototypen durchgeführt. Die Auslegung als Hochdrehzahlmaschine wird durch einen Schleuderversuch bestätigt. Die Drehmoment- und Wirkungsgradsteigerung durch die Hybriderregung wird anhand von Messungen der Drehmoment- und Wirkungsgradkennfelder der HSM sowie der rein elektrisch erregten Variante dargestellt. Abschließend wird das aufgebaute thermische Modell zur Berechnung der Maschinentemperaturen durch Temperaturmessungen an verschiedenen Betriebspunkten im stationären Zustand validiert.



# Abstract

The electrically excited synchronous machine (EESM) is becoming increasingly important as a traction drive for electric vehicles due to the controllable rotor excitation and the absence of permanent magnets, and has become more widespread in recent years. However, compared to the permanent magnet synchronous machine (PMSM), the EESM has a lower efficiency, especially in the base load range, due to the rotor copper losses, and a lower continuous performance. One possible optimization is to use additional magnets in the same rotor of the EESM, combining both types of excitation in one rotor and creating a hybrid excited synchronous machine (HESM).

This work investigates the optimization of the operating behaviour of the EESM by using a few magnets in the rotor. The additional magnetic flux, which increases the rotor excitation, and the air-barrier effect are used to increase the efficiency over the different saturation states. In addition, the rotor strength is optimized through a rotor design that enables high speed HESM. Another focus is on increasing the continuous operation of the EESM. Besides the hybrid excitation, a further increase in continuous performance is investigated by using an adapted operating strategy. The continuous limit is determined by modelling a thermal network for the whole machine.

To validate the investigations, test bench measurements are carried out on assembled prototypes. The design as a high speed machine is confirmed by an overspeed test. The increase in torque and efficiency by using hybrid excitation is demonstrated by measuring the torque and efficiency maps of the HESM and the electrically excited variant. Finally, the thermal model used to calculate the machine temperatures is validated by temperature measurements at various operating points in the steady state.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Vorwort</b>	i
<b>Kurzfassung</b>	iii
<b>Abstract</b>	v
<b>1 Einleitung</b>	1
<b>2 Grundlagen der Synchronmaschine</b>	7
2.1 Systemgleichung . . . . .	7
2.2 Regelstrategie . . . . .	12
2.2.1 Regelstrategie der PSM . . . . .	13
2.2.2 Regelstrategie der FSM . . . . .	17
2.3 Stand der Technik . . . . .	22
<b>3 Auslegungsmethoden</b>	25
3.1 Auslegungstoolkette und Wirkungsgradkennfelder . . . . .	26
3.1.1 FEM-Simulationen der Stützstellen . . . . .	26
3.1.2 Postprocessing . . . . .	29
3.2 Sinnvolle Dimensionierung der Auslegung . . . . .	32
3.3 Design of Experiments und Multizieloptimierung . . . . .	36
3.3.1 Randbedingung . . . . .	36
3.3.2 Ablauf . . . . .	37
3.3.3 DOE . . . . .	39
3.3.4 Multizieloptimierung . . . . .	47
3.4 Aufbau eines thermischen Netzwerks . . . . .	52
3.4.1 Rückblick auf wichtige Vorarbeiten zur thermischen Modellierung . . . . .	53

3.4.2	Das T-Ersatzschaltbild mit dem Kompensationswiderstand	54
3.4.3	Wärmeleitung . . . . .	58
3.4.4	Konvektiver Wärmeübergang . . . . .	65
3.4.5	Aufbau des gesamten Netzwerks . . . . .	70
<b>4</b>	<b>Multiphysikalische Auslegung einer FSM mit hybriderregtem Rotor</b>	<b>71</b>
4.1	Elektromagnetische Auslegung . . . . .	72
4.1.1	Betriebsverhalten der ausgelegten FSM . . . . .	72
4.1.2	Literaturüberblick zur Hybriderregung . . . . .	83
4.1.3	Positionierung der Permanentmagnete . . . . .	86
4.1.4	Untersuchung der magnetischen Asymmetrie . . . . .	88
4.1.5	Wirkungsgradsteigerung durch hybriderregten Rotor . . . . .	94
4.2	Mechanische Auslegung . . . . .	98
4.2.1	Optimierung der Kerbgeometrie . . . . .	99
4.2.2	Verformung der Wickelköpfe . . . . .	101
4.2.3	Auslegung hochdrehender Maschinen . . . . .	103
4.2.4	Wirbelstromverluste der stirnseitigen Bauteile . . . . .	109
4.3	Erhöhung der Dauerleistung . . . . .	112
4.4	Zwischenfazit . . . . .	117
<b>5</b>	<b>Aufbau der Prototypen</b>	<b>121</b>
5.1	Konstruktive Umsetzung . . . . .	121
5.1.1	Kühlkonzept . . . . .	123
5.1.2	Lager . . . . .	124
5.1.3	Energieübertrager . . . . .	125
5.1.4	Optimierung des Kupferfüllfaktors der Rotorwicklung . . . . .	127
5.1.5	Temperaturmessstellen . . . . .	128
5.2	Funktionsabsicherung . . . . .	130
5.2.1	Überspannungsschutz der Erregerwicklung . . . . .	130
5.2.2	Biegekritische Eigenfrequenz . . . . .	133
5.3	Fertigung und Zusammenbau der Prototypmaschine . . . . .	134
<b>6</b>	<b>Prüfstandsversuch</b>	<b>137</b>
6.1	Schleuderversuch des Rotors . . . . .	137
6.2	Messungen zum Betriebsverhalten . . . . .	141
6.2.1	Leerlauf- und Kurzschlussversuch . . . . .	142
6.2.2	Einzelverluste . . . . .	145
6.2.3	Drehmoment- und Wirkungsgradsteigerung . . . . .	150

6.3 Validierung des thermischen Modells . . . . .	158
<b>7 Zusammenfassung, Ergebnisse und Fazit</b>	<b>163</b>
<b>A Appendix</b>	<b>167</b>
A.1 Arbeitsgerade der Permanentmagneten . . . . .	167
A.2 Thermisches Modell . . . . .	169
A.3 Modellierung der Wicklungsfläche für die Festigkeitssimulation	170
A.4 Magneteigenschaften . . . . .	172
A.5 Betriebspunkte für die Validierung des thermischen Modells . .	173
<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>175</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>183</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>189</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>191</b>



# Kapitel 1

## Einleitung

Die Automobilindustrie befindet sich im Umbruch. Nach rund einem Jahrhundert der Blütezeit von Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor befindet sich die Automobilindustrie angesichts der immer gravierenderen Klimaerwärmung im Wandel: vom traditionellen Verbrennungsmotor zum Elektrofahrzeug. Die globale Temperatur steigt mit dem jährlichen Anstieg der Treibhausgasemissionen und bedroht die Lebensgrundlagen. 2023 war das wärmste jemals gemessene Jahr [1]. Die Klimaerwärmung hat direkte negative Auswirkungen auf die Ökosysteme und die menschliche Gesundheit, wie Dürren, hitzebedingte Sterblichkeit, Ernährungsunsicherheit und Krankheiten [2, 3]. Obwohl sich der Anstieg der CO<sub>2</sub>-Emissionen in den letzten zehn Jahren aufgrund des Ausbaus der erneuerbaren Energien verlangsamt hat, sind die energiebezogenen CO<sub>2</sub>-Emissionen im Jahr 2023 im Vergleich zu 2022 um 1,1 % gestiegen und haben mit 37,4 Milliarden Tonnen einen historischen Höchststand erreicht [4]. Davon entfallen laut Statistik der Internationalen Energieagentur (IEA) etwa 20 % - 25 % auf den Verkehrssektor [4, 5]. Um das Ziel der Europäischen Union (EU) zu erreichen, die Netto-Treibhausgasemissionen bis 2030 um mindestens 55 % gegenüber 1990 zu senken und bis 2050 klimaneutral zu werden [6], spielt die Elektromobilität als Schlüssel zur Mobilitätswende eine entscheidende Rolle.

Versuche mit elektrischen Antrieben begann in den 1830er Jahren [7, 8] und bereits 1899 erreichte ein Elektrofahrzeug eine Geschwindigkeit von über 100 km/h [9]. Da damals Bleiakkumulatoren als Energiespeicher verwendet wurden, konnten die Anforderungen an die Reichweite aufgrund der geringen Energiedichte und des hohen Gewichts nicht erfüllt werden. Die gleichzeitige Entwicklung des Verbrennungsmotors führte schließlich dazu, dass ab

etwa 1920 weltweit die praxistauglicheren Verbrennungsmotoren die Traktionsantriebe dominierten [7]. In modernen Elektrofahrzeugen kommen Lithium-Ionen-Batterien als Energiespeicher zum Einsatz, die eine etwa fünfmal höhere Energiedichte und eine deutlich höhere Leistungsdichte als Bleibatterien aufweisen [7, 10]. Die höhere Energiedichte führt zu einer größeren Reichweite, während die höhere Leistungsdichte kürzere Ladezeiten ermöglicht. Dies bietet die technischen Möglichkeiten, den Kundenbedürfnissen gerecht zu werden und die Entwicklung von Elektrofahrzeugen voranzutreiben, die mit Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor konkurrieren können. Zusätzlich getrieben durch den politischen Willen zur Emissionsreduktion und die damit einhergehende Verschärfung der Umweltgesetzgebung sowie durch staatliche Subventionen haben Elektrofahrzeuge in den letzten Jahren ein exponentielles Wachstum erfahren. Im Jahr 2023 wurden weltweit 14 Millionen Elektrofahrzeuge<sup>1</sup> neu zugelassen, etwa jedes fünfte verkauftes Auto ist ein Elektrofahrzeug [11]. Dies entspricht einem Anstieg von 35 % gegenüber 2022 und mehr als einer Versechsverdopplung gegenüber 2018. Davon entfallen rund 95 % auf China (~ 60 %), Europa (~ 25 %) und die USA (~ 10 %). Die Verkaufszahlen für das erste Quartal 2024 zeigen weiterhin ein robustes Wachstum, sodass laut IEA-Prognose der Marktanteil von Elektrofahrzeugen in China bis Ende des Jahres 45 % erreichen könnte [11]. Die rasante Entwicklung von Elektrofahrzeugen treibt die Entwicklung des elektrischen Antriebsstrangs voran und stellt ihn vor neue Herausforderungen. Der elektrische Antriebsstrang besteht aus den Kernkomponenten Energiespeicher, Leistungselektronik und Traktionsmaschine. Als Energiespeicher sind heute Lithium-Ionen-Batterien Stand der Technik. Obwohl die Preise für Lithium-Ionen-Batterien in den letzten Jahren deutlich gesunken sind, gehören sie immer noch zu den teuersten Komponenten eines Elektrofahrzeugs [10, 12]. Neben der Weiterentwicklung der Batterietechnologie und dem Ausbau der Ladeinfrastruktur ist ein hocheffizienter Antriebsstrang aus ökologischer und ökonomischer Sicht ein Schlüsselfaktor, um die Reichweite und Bezahlbarkeit von Elektrofahrzeugen zu verbessern und ihre Attraktivität für die breite Masse zu erhöhen. Darüber hinaus sind eine kostengünstige und umweltfreundliche Produktion, ein kompakter Bauraum sowie eine verbesserte Performance wie z. B. Hochdrehzahlantrieb und steigende Leistungsdichte weitere Entwicklungstrends. Gegenüber einem Verbrennungsmotor hat eine Drehstrommaschine als Traktionsmotor klare technische Vorteile durch ein höheres Drehmoment und eine höhere Leistung bei wesentlich kompakterer Bauweise und einem deutlich höheren

---

<sup>1</sup>Wenn nicht anders angegeben, bezieht sich der Begriff Elektrofahrzeug in dieser Arbeit nur auf Battery Electric Vehicle (BEV) und Plug-in Hybrid Electric Vehicle (PHEV) und nur auf Pkws.

Wirkungsgrad von über 90 %. Die heute am häufigsten eingesetzten Traktionsmaschinen für Elektrofahrzeuge sind die permanenterregte Synchronmaschine (PSM), die fremderregte Synchronmaschine (FSM) und die Asynchronmaschine (ASM) mit Käfigläufer, wobei der Rotor in der Regel innenliegend ausgeführt ist. Durch Bestromung der Drehstromwicklungen im ruhenden Stator wird ein magnetisches Drehfeld (Statorfeld) erzeugt. Der magnetisierte Rotor wird angezogen und folgt der Drehung des Statorfelds. Bei der Synchronmaschine ist die Magnetisierung des Rotors unabhängig vom Stator und vom Statorfeld. Je nach Maschinentyp wird der Rotor entweder durch Permanentmagnete (PSM) oder durch einen Erregerstrom über die Erregerwicklung (FSM) magnetisiert. Im Betrieb drehen sich sowohl der Rotor als auch das vom Rotor erzeugte Magnetfeld (Rotorfeld) synchron zum Statorfeld, wobei die beiden Magnetfelder versetzt zueinander angeordnet sind, sodass die durch die Wechselwirkung der beiden Magnetfelder entstehende Tangentialkraft über den Rotorradius das Drehmoment bilden kann. Bei der ASM wird die Magnetisierung des Rotors durch Induktion erzeugt. Der Rotor dreht sich etwa langsamer als das Statorfeld (asynchron), wodurch im Läuferkäfig Spannungen induziert werden, die über Kurzschlussringe zu Läuferströmen führen. Auf diese Weise wird das Läuferfeld und auch das Drehmoment aufgebaut.

Die PSM weist im Vergleich zur FSM und zur ASM aufgrund der geringen Rotorverluste und der Ausnutzung des Reluktanzmoments den höchsten Wirkungsgrad und die höchste Leistungsdichte auf [8, 13]. Dies macht sie zur am weitesten verbreiteten Traktionsmaschine in Elektrofahrzeugen. Allerdings ist die Rotorerregung nicht ansteuerbar, sodass bei hohen Drehzahlen das Rotorfeld wegen der Spannungsbegrenzung durch ein statorseitiges Gegenfeld geschwächt werden muss (Feldschwächung). Der zum Aufbau des Gegenfeldes erforderliche Strom verschlechtert den Wirkungsgrad der PSM im hohen Drehzahlbereich. Außerdem kann die nicht ansteuerbare Rotorerregung je nach der Auslegung zu einem eingeschränkten Konstantleistungsbereich führen [14], d. h. die Leistung der Eckdrehzahl kann nur bis zu einer begrenzten Drehzahl erreicht werden. Hierauf wird in Abschnitt 2.2 näher eingegangen. Im Fehlerfall entsteht durch die Rotorerregung entweder eine induzierte Spannung bei den offenen Klemmen oder ein Kurzschlussstrom beim geschlossenen Stromkreis, der zu weiteren Schäden führen kann, z. B. Beschädigung der Leistungselektronik oder zur irreversiblen Entmagnetisierung der Permanentmagnete. Beim Schleppen der unbestromten Maschine ist mit erhöhten Schleppverlusten zu rechnen, da das nicht abschaltbare Rotorfeld ständig Eisenverluste im Aktivmaterial erzeugt. Des Weiteren führt die Verwendung von schweren seltenen Erden in Hochenergiepermanentmagneten zu einer Verteuerung des Materials und zu einer umweltbelastenden Produktion,

was die Umweltverträglichkeit und Nachhaltigkeit beeinträchtigt. Dementsprechend zeigt die Entwicklung der PSM in den letzten Jahren einen deutlichen Trend zur Reduzierung der Magnetmenge und des Anteils an schweren seltenen Erden [15]. Im Hinblick auf die beschriebenen Nachteile der PSM stellt die FSM eine attraktive Alternative dar. Die Rotorerregung erfolgt über den Erregerstrom und ist somit ansteuerbar. Im Teillast- und Feldschwächebereich kann der Erregerstrom zur Verbesserung des Betriebsverhaltens aktiv reduziert und im Fehlerfall vollständig abgeschaltet werden, sodass keine induzierte Spannung bzw. kein Kurzschlussstrom auftritt und keine zusätzlichen elektromagnetischen Verluste beim Schleppen erzeugt werden. Allerdings verringern die Kupferverluste durch den Erregerstrom den Wirkungsgrad, insbesondere bei niedrigen Drehzahlen, bei denen die Kupferverluste dominieren. Außerdem sinkt die Dauerleistung, da die Rotorverluste nur schwer abgeführt werden können. Durch den ansteuerbaren Erregerstrom ergibt sich im Vergleich zur PSM ein weiterer Freiheitsgrad, der neben den bereits genannten Vorteilen zu einer erhöhten Komplexität und einem erhöhten Aufwand bei der Simulation und Geometrieeoptimierung führt. Zusammen mit weiteren Faktoren, wie z. B. dem zur Einspeisung des Erregerstroms notwendigen Energieübertrager und dem damit verbundenen Bauraumverlust, ergeben sich die Hemmnisse für die Verbreitung der FSM. Die ASM verfügt ebenfalls über eine abschaltbare Rotorerregung und kommt ohne den Einsatz von Permanentmagneten aus, was sie zu einer kostengünstigeren Alternative zur Synchronmaschine macht. Außerdem zeichnet sich die ASM durch eine robuste Bauweise und einen hohen Entwicklungsstand aus. Allerdings sind sowohl der Wirkungsgrad als auch die Leistungsdichte geringer als bei der Synchronmaschine [8, 13].

Ziel dieser Arbeit ist es, den Wirkungsgrad einer hocheffizienten FSM durch den Einsatz von weniger Permanentmagneten im gleichen Rotor weiter zu erhöhen. Durch die Zusammenführung beider Erregungsarten entsteht eine hybriderregte Synchronmaschine (HSM), bei der durch gezielte Auslegung die Kombination der Wirkungsgradvorteile der PSM und der FSM angestrebt wird. Dabei wird eine neue Auslegungsmethodik zur Optimierung der FSM untersucht, bei der Surrogatmodelle in der Multizieloptimierung verwendet werden, um den Simulationsaufwand zu reduzieren. Darüber hinaus steht eine praxisorientierte Auslegung im Vordergrund, wobei insbesondere ein Hochdrehzahlantrieb mit dem hybriderregten Rotor abgezielt wird. Abschließend werden die Möglichkeiten zur Erhöhung des Dauermoments und der Dauerleistung durch Anpassung der Betriebsstrategie untersucht, wobei die Maschinentemperaturen über ein thermisches Netzwerk abgeschätzt werden.

Zunächst wird in Kapitel 2 auf die Grundlagen der vorliegenden Arbeit einge-

gangen. Dabei wird die für das Verständnis dieser Arbeit notwendige Theorie der Synchronmaschinen erläutert und der Stand der Technik dargestellt. In Kapitel 3 wird die Auslegungsmethodik vorgestellt. Der Schwerpunkt liegt zum einen auf der Einführung des Optimierungsverfahrens, mit dem die Maschinengeometrien bestimmt werden, und zum anderen auf dem Aufbau eines thermischen Modells, mit dem das thermische Verhalten der ausgelegten Maschinen abgeschätzt werden kann. Anschließend erfolgt die multiphysikalische Auslegung der HSM in Kapitel 4. Verschiedene Konzepte zur Positionierung und Magnetisierung der Permanentmagnete werden diskutiert, um die beiden Erregungsarten sinnvoll zu kombinieren und das Drehmoment sowie den Wirkungsgrad zu erhöhen. Darüber hinaus wird eine Maximierung der Betriebsdrehzahl durch eine neue Rotorkonstruktion angestrebt und die Möglichkeit einer Erhöhung der Dauerleistung durch eine neue Betriebsstrategie untersucht. Zur Validierung der multiphysikalischen Auslegung werden in Kapitel 5 zwei Prototypen mit und ohne Einsatz von Permanentmagneten gebaut. Die Validierung wird in Kapitel 6 anhand von Prüfstandsversuchen dargestellt. Abschließend wird in Kapitel 7 eine Zusammenfassung der vorliegenden Arbeit gegeben.



# Kapitel 2

## Grundlagen der Synchronmaschine

Dieses Kapitel befasst sich mit den Grundlagen der umrichtergespeisten Synchronmaschine, die für das Verständnis der vorliegenden Arbeit notwendig sind. Abschnitt 2.1 konzentriert sich auf die Modellierung der FSM, wobei die Systemgleichungen in einem zweiachsigen rotierenden Koordinatensystem aufgestellt werden, was die Beschreibung des Betriebsverhaltens der FSM wesentlich vereinfacht. In Abschnitt 2.2 wird auf die Regelstrategie der Synchronmaschine eingegangen. Dabei wird die Regelstrategie der FSM dargestellt und der Unterschied mit regelbarer Rotorerregung gegenüber der PSM mit konstanter Rotorerregung erläutert. In Abschnitt 2.3 wird anhand einer Recherche der aktuelle Entwicklungsstand und der Entwicklungstrend der FSM im Traktionsbereich aufgezeigt.

### 2.1 Systemgleichung

Die feldorientierte Regelung wird heute überwiegend für die hohen dynamischen Anforderungen der Synchronmaschine als Traktionsanwendung eingesetzt. Dabei wird die Rotorlage erfasst, sodass die Statorströme eingespeist werden, um den Statorfluss in der gewünschten Phasenlage zum Rotorfluss zu erzeugen. Grundlage der feldorientierten Regelung ist die Clarke-Transformation und die darauf aufbauende Park-Transformation, die die elektrischen und magnetischen Wechselgrößen aus dem ruhenden dreisträngigen Wicklungssystem ( $U, V, W$ ) in ein rotierendes zweisträngiges Koordinatensystem ( $d, q$ ) überführt.

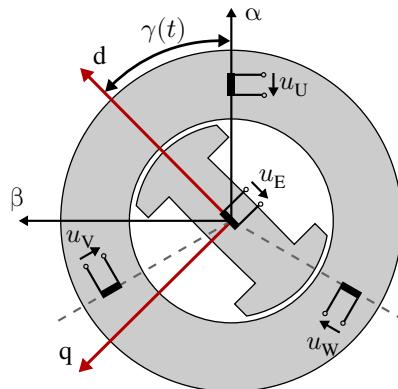


Abbildung 2.1: Transformation der dreisträngigen Drehstromwicklungen (U, V, W) in das statorfeste ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) und rotorfeste (d, q) zweisträngige Koordinatensystem

Abbildung 2.1 zeigt die räumlich um  $120^\circ$  verteilten Drehstromwicklungen im Stator sowie das statorfeste zweisträngige Koordinatensystem nach der Clarke-Transformation und das rotorfeste zweisträngige Koordinatensystem nach der Park-Transformation. Es ist zu erkennen, dass in zweisträngigen Koordinatensystemen die beiden Achsen senkrecht aufeinander stehen, wobei definitionsgemäß die  $\alpha$ -Achse mit der Wicklungssachse U zusammenfällt und die d-Achse die Achse des Rotorflusses darstellt.

Zur Vereinfachung der Transformation werden folgende Voraussetzungen getroffen. Außerdem wird im Folgenden zur Beschreibung der Systemgleichung der Erregerstrom als konstanter Gleichstrom  $I_E$  angenommen.

- Es beschränkt sich auf die zeitliche Grundschwingung sowie die räumliche Grundwelle. Stornutung und weitere Oberwelleneffekte werden nicht berücksichtigt.
- Der magnetische Kreis wird als linear angenommen. Sättigungseffekte werden nicht berücksichtigt.
- Die Maschine wird als magnetisch symmetrisch angenommen.
- Da die Wicklungen der im Rahmen dieser Arbeit betrachteten Maschinen ausschließlich in Sternschaltung ausgeführt sind und der Sternpunkt nicht an-

geschlossen ist, kann kein Nullstrom auftreten. Die Nullkomponente wird nicht weiter betrachtet.

Damit lässt sich die Park-Transformation mit den dreisträngigen Strömen  $i_U(t)$ ,  $i_V(t)$ ,  $i_W(t)$  und den zweisträngigen Strömen  $I_d$ ,  $I_q$  nach Gleichung (2.1) in Matrizenform darstellen.

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} i_U(t) \\ i_V(t) \\ i_W(t) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Die Transformationsmatrix  $T_{dq}$  ergibt sich nach Gleichung (2.2). Für eine amplitudeninvariante Transformation wird der Faktor  $\frac{2}{3}$  angesetzt.

$$T_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\gamma) & -\sin(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\gamma - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Durch die Transformation in das rotierende d-q-Koordinatensystem, das sich mit der elektrischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  synchron zum Rotor dreht, werden die zeitvarianten Wechselgrößen wie Strom, Spannung und magnetische Flussverkettung in zwei zeitinvariante Gleichgrößen überführt, die jeweils der Projektion des rotierenden Zeigers auf die d- bzw. q-Achse entsprechen. Dadurch reduziert sich die Anzahl der Gleichungen von drei auf zwei, was die mathematische Beschreibung der Synchronmaschine vereinfacht. Außerdem sind die Induktivität der d- und q-Achse sowie die Gegeninduktivität zwischen Stator- und Rotorwicklung unabhängig von der Rotorlage konstant, wodurch die Realisierung der feldorientierten Regelung ermöglicht wird.

Die beiden orthogonalen Komponenten im d-q-Koordinatensystem können als komplexe Zahl ausgedrückt werden. Bei einer amplitudeninvarianten Transformation, wie sie in dieser Arbeit ohne weitere Erläuterung standardmäßig verwendet wird, entspricht der Betrag dem Amplitudenwert im ursprünglichen dreisträngigen Koordinatensystem. Dies wird in Gleichungen (2.3) und (2.4) beschrieben, wobei  $\hat{I}_S$  die Amplitude des Strangstroms und  $\hat{U}_S$  die Amplitude der Strangspannung im UVW-System ist.

$$I_d^2 + I_q^2 = \hat{I}_S^2 \quad (2.3)$$

$$U_d^2 + U_q^2 = \hat{U}_S^2 \quad (2.4)$$

Die Spannungskomponenten ergeben sich in allgemeiner Form nach Gleichung (2.5).

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\Psi_q \\ \Psi_d \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Unter der Annahme eines linearen magnetischen Kreises, bei dem nur die Grundschwingung der Flussverkettung berücksichtigt wird, folgen die Komponenten der Flussverkettung:

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_R \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Somit sind  $\Psi_d$  und  $\Psi_q$  im stationären Betriebszustand bei konstanten  $I_d$  und  $I_q$  konstant, und die Spannungskomponenten können nach Gleichung (2.7) vereinfacht werden.

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\Psi_q \\ \Psi_d \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Nach Gleichung (2.8) wird die vom Stator aufgenommene bzw. abgegebene elektrische Wirkleistung berechnet, wobei der Faktor  $\frac{m}{2}$  die Leistungsinvarianz bei Amplitudeninvariante Transformation kompensiert. In der vorliegenden Arbeit wird im Folgenden nur die dreisträngige Maschine mit  $m = 3$  betrachtet.

$$P_{el,S} = \frac{m}{2} \cdot (U_d \cdot I_d + U_q \cdot I_q) \quad (2.8)$$

Werden die Spannungsanteile am Widerstand in Gleichung (2.7) nicht berücksichtigt, so entspricht die in Gleichung (2.8) ermittelte elektrische Wirkleistung der inneren Leistung  $P_i$ . Damit lässt sich das innere Drehmoment einer Synchronmaschine gemäß Gleichung (2.9) berechnen.

$$M_i = \frac{P_i}{\omega_{mech}} = \frac{3}{2} p \cdot (\Psi_d \cdot I_q - \Psi_q \cdot I_d) \quad (2.9)$$

$$= \frac{3}{2} p \cdot \left[ \underbrace{\Psi_R \cdot I_q}_{M_{syn}} + \underbrace{(L_d - L_q) \cdot I_d I_q}_{M_{rel}} \right] \quad (2.10)$$

$$\omega_{mech} = \frac{\omega}{p} \quad (2.11)$$

Unter Berücksichtigung des Grundwellenmodells mit linearem magnetischen Kreis teilt sich das Drehmoment gemäß Gleichung (2.10) in ein Synchronmoment und ein Reluktanzmoment auf. Die mechanische Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{\text{mech}}$  ergibt sich aus der elektrischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  und der Polpaarzahl  $p$  nach Gleichung (2.11). Das Synchronmoment entsteht durch die Wechselwirkung der gegeneinander phasenverschobenen Stator- und Rotorfelder und ist daher sowohl vom Statorstrom  $I_q$  als auch von der Rotorerregung  $\Psi_R$  abhängig. Das Reluktanzmoment beruht dagegen auf der Asymmetrie der magnetischen Leitfähigkeit in der d- und q-Achse und tritt auch ohne Rotorerregung auf [16]. Da das Reluktanzmoment unabhängig von der Polarität der Rotorpole ist, ergeben sich innerhalb einer Periode des Synchronmomentes durch Änderung der Phasenlage des Statorfeldes bei stillstehendem Rotor zwei Perioden des Reluktanzmomentes.

Die Längsinduktivität  $L_d$  und die Querinduktivität  $L_q$  lassen sich weiter in einen Haupt- und einen Streuanteil unterteilen, wobei Letzterer auf Nut-, Zahnkopf- und Wickelkopfstreuung beruht und in beiden Achsen gleich groß ist:

$$L_d = L_{hd} + L_\sigma \quad (2.12)$$

$$L_q = L_{hq} + L_\sigma \quad (2.13)$$

Die Rotorerregung  $\Psi_R$  kann entweder aus dem Erregerstrom  $I_E$  und der Geogeninduktivität  $L_{dE}$  oder aus der Hauptinduktivität  $L_{hd}$  und dem auf die Statorwicklung umgerechneten Erregerstrom  $I'_E$  berechnet werden, wobei  $\xi_1 w_1$  die Strangwindungszahl des Stators und  $\xi_2 w_2$  die Windungszahl des Rotors ist:

$$\Psi_R = L_{dE} \cdot I_E = L_{hd} \cdot I'_E \quad (2.14)$$

$$I'_E = \frac{\xi_2 w_2}{\xi_1 w_1} \cdot I_E \quad (2.15)$$

Dementsprechend ergibt sich:

$$L_{dE} = \frac{\xi_2 w_2}{\xi_1 w_1} \cdot L_{hd} \quad (2.16)$$

Die Spannungsgleichung der Erregerwicklung ist im allgemeinen durch Gleichung (2.17) gegeben.

$$u_E(t) = R_E i_E(t) + \frac{d\Psi_E}{dt} \quad (2.17)$$

Dabei kann die Flussverkettung der Erregerwicklung  $\Psi_E$  aus dem durch den konstanten Erregerstrom erzeugten Rotorfluss und einem Koppelanteil aus dem Stator  $\Psi_{E,\text{Stator}}$  bestimmt werden:

$$\Psi_E = L_E \cdot I_E + \Psi_{E,\text{Stator}} \quad (2.18)$$

Die Erregerinduktivität  $L_E$  setzt sich aus der Gegeninduktivität  $L_{dE}$  und der Streuinduktivität der Erregerwicklung  $L_{\sigma E}$  nach Gleichung (2.19) zusammen.

$$L_E = \frac{\xi_2 w_2}{\xi_1 w_1} L_{dE} + L_{\sigma E} \quad (2.19)$$

Der Koppelanteil ergibt sich aus der Gegeninduktivität und dem d-Strom nach Gleichung (2.20). Somit ist  $\Psi_{E,\text{Stator}}$  unter den getroffenen Annahmen konstant.

$$\Psi_{E,\text{Stator}} = L_{dE} \cdot I_d \quad (2.20)$$

Daraus ergibt sich eine konstante Spannung der Erregerwicklung, die nach dem ohmschen Gesetz in Gleichung (2.21) berechnet werden kann. Die elektrische Leistung, die den Kupferverlusten der Erregerwicklung entspricht, wird nach Gleichung (2.22) bestimmt.

$$U_E = R_E I_E \quad (2.21)$$

$$P_{\text{el,R}} = P_{V,\text{Cu,R}} = U_E I_E \quad (2.22)$$

## 2.2 Regelstrategie

In diesem Abschnitt wird die Regelstrategie der FSM bei der Maximalgrenzkennlinie beschrieben. Das bedeutet, dass optimale Kombinationen von  $I_d$ ,  $I_q$  und  $I_E$  bei verschiedenen Drehzahlen gefunden werden müssen, um das Drehmoment bei jeder Drehzahl zu maximieren. Ähnliche Untersuchungen wurden in den Vorarbeiten [14, 17] ausführlich beschrieben. Hier werden die Theorien als Grundlagen zum besseren Verständnis der vorliegenden Arbeit zusammengefasst. Zusätzlich zu den in Abschnitt 2.1 getroffenen Voraussetzungen werden Synchronmaschinen in diesem Abschnitt als verlustfrei betrachtet. Insbesondere wird der Widerstand der Statorwicklung vernachlässigt. Betrachtet wird lediglich der motorische Betrieb, wobei sich dieser auf den stationären Betriebszustand beschränkt.

### 2.2.1 Regelstrategie der PSM

Die Diskussion der Regelstrategie beginnt mit der PSM, bei der die Untersuchung des Betriebsverhaltens beim Umrichterbetrieb bereits in den 80er Jahren des 20. Jahrhunderts begonnen hat [18–21]. Die PSM kann als Sonderfall die FSM mit konstanter Rotorerregung angesehen werden, wobei auf die Geometrie der PSM nicht näher eingegangen wird. Die Maschine wird lediglich durch die Längsinduktivität  $L_d$ , die Querinduktivität  $L_q$  und die Rotorerregung, hier bei der PSM  $\Psi_R = \Psi_{PM}$ , charakterisiert.

Über den gesamten Drehzahlbereich muss die Maschinenspannung innerhalb des Maximalwertes liegen, siehe Gleichung (2.23).  $\hat{U}_{S,max}$  ist der Amplitudenwert der Strangspannung, die der Frequenzumrichter maximal liefern kann.

$$U_d^2 + U_q^2 \leq \hat{U}_{S,max}^2 \quad (2.23)$$

Aus Gleichung (2.7) ergibt sich unter Vernachlässigung des Statorwiderstandes Gleichung (2.24).

$$\omega^2 \left[ (L_d I_d + \Psi_{PM})^2 + (L_q I_q)^2 \right] \leq \hat{U}_{S,max}^2 \quad (2.24)$$

Gleichung (2.24) kann in Gleichung (2.25) umgeformt werden, die einer Ellipse mit dem Mittelpunkt  $(-\frac{\Psi_{PM}}{L_d}, 0)$  in der  $I_d$ - $I_q$ -Ebene entspricht.

$$\frac{\left[ I_d - \left( -\frac{\Psi_{PM}}{L_d} \right) \right]^2}{\left( \frac{\hat{U}_{S,max}}{\omega L_d} \right)^2} + \frac{(I_q - 0)^2}{\left( \frac{\hat{U}_{S,max}}{\omega L_q} \right)^2} \leq 1 \quad (2.25)$$

Somit liegt die große Halbachse der Ellipse bei einer PSM mit vergrabeneten Magneten, für die  $L_d < L_q$  gilt, auf der horizontalen Achse, wie in Abbildung 2.2 dargestellt. Bei einer Schenkelpol-FSM mit  $L_d > L_q$  ist die große Halbachse auf der vertikalen Achse zu sehen. Die Länge der großen Halbachse (bei PSMs:  $\frac{\hat{U}_{S,max}}{\omega L_d}$ ) und der kleinen Halbachse ( $\frac{\hat{U}_{S,max}}{\omega L_q}$ ) hängt von der elektrischen Frequenz  $\omega$  ab, während der Mittelpunkt konstant bleibt. Daher wird die Ellipse bei gleicher maximal zur Verfügung stehender Strangspannung mit zunehmender Maschinendrehzahl bei gleichem Mittelpunkt kleiner. In Abbildung 2.2 findet

sich zudem der maximale Stromkreis, der nach Gleichung (2.26) mit dem Amplitudenwert des maximalen Strangstromes  $\hat{I}_{S,\max}$  berechnet wird.

$$I_d^2 + I_q^2 = \hat{I}_{S,\max}^2 \quad (2.26)$$

Bei verschiedenen Regelstrategien müssen die Strom- und Spannungsgrenzen gleichzeitig durch die in die Maschine eingespeisten Ströme  $I_d$  und  $I_q$  eingehalten werden. Dies entspricht dem gemeinsamen Bereich innerhalb des Stromkreises und der Spannungsellipse. Dementsprechend werden die zu wählende Stromkombination mit steigender Drehzahl durch die kleiner werdende Spannungsellipse weiter begrenzt.

Der Unterschied in der Maximalgrenzkennlinie und den damit verbundenen Regelstrategien einer PSM hängt im Wesentlichen davon ab, ob der Mittelpunkt der Spannungsellipse  $(-\frac{\Psi_{PM}}{L_d}, 0)$  innerhalb oder außerhalb des maximalen Stromkreises liegt [19], wie in Abbildung 2.2 dargestellt. Mathematisch kann dies mit Gleichungen (2.27) und (2.28) interpretiert werden. Es ist zu beachten, dass

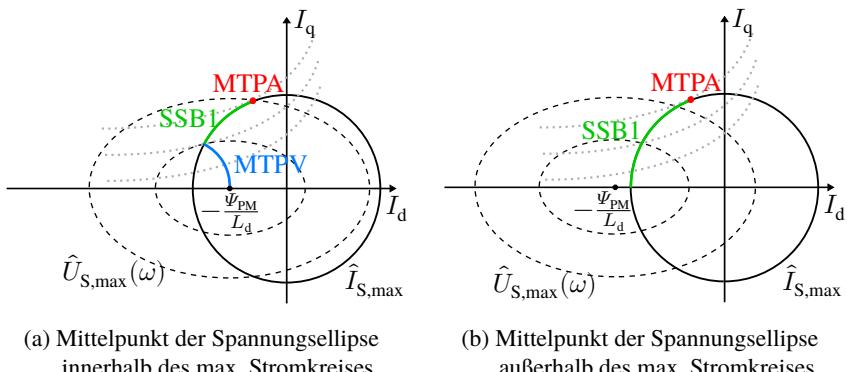


Abbildung 2.2: Optimale Regelstrategie einer PSM an der Maximalgrenzkennlinie: Maximaler Stromkreis (—), Spannungsellipse (---), Hyperbeln des konstanten Drehmoments (=====), SSB1-Trajektorie (—, Strom- und Spannungsbegrenzung bei voller Erregung), MTPV-Trajektorie (—, Maximum Torque per Volt), MTPA-Punkt (●, Maximum Torque per Ampere), Ellipsenmittelpunkt (●)

es sich bei den Stromtrajektorien in Abbildung 2.2 und später für die FSM in Abbildung 2.3 um rein schematische Darstellungen zur Visualisierung der Regelstrategie ohne Quantifizierung durch Maschinenparameter handelt.

$$\text{Fall 1: } \frac{\Psi_{\text{PM}}}{L_d} \leq \hat{I}_{S,\text{max}} \quad (2.27)$$

$$\text{Fall 2: } \frac{\Psi_{\text{PM}}}{L_d} > \hat{I}_{S,\text{max}} \quad (2.28)$$

Für beide Fälle ist die optimale Regelstrategie an der Grenzkennlinie bis zur Eckdrehzahl  $n_{\text{eck}}$  identisch. Die optimale Strategie ist nun, die Maschine am Maximum Torque per Ampere (MTPA)-Punkt zu betreiben, um ein maximales Drehmoment unter Einhaltung der Stromgrenze zu erreichen, wobei die Spannung aufgrund der niedrigen Drehzahl noch unter der Spannungsgrenze liegt. Der Strom  $I_d$  am MTPA-Punkt kann mithilfe der Extremwertanalyse durch  $\frac{\partial M}{\partial I_d} = 0$  gesucht werden, wobei als Nebenbedingung Gleichung (2.26) erfüllt sein muss. Daraus ergeben sich die Ströme  $I_{d,\text{MTPA}}$  und  $I_{q,\text{MTPA}}$  am MTPA-Punkt nach Gleichungen (2.29) und (2.30).

$$I_{d,\text{MTPA}} = \frac{-\Psi_{\text{PM}}}{4(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\Psi_{\text{PM}}^2}{16(L_d - L_q)^2} + I_{S,\text{max}}^2} \quad (2.29)$$

$$I_{q,\text{MTPA}} = \sqrt{2I_{S,\text{max}}^2 - I_{d,\text{MTPA}}^2} \quad (2.30)$$

Die Spannungsgrenze wird erstmals bei der Eckdrehzahl erreicht, für die Gleichung (2.31) gilt.

$$\frac{(\sqrt{2}U_{S,\text{max}})^2}{\omega^2} = \Psi_d^2 + \Psi_q^2 = (L_d I_d + \Psi_{\text{PM}})^2 + (L_q I_q)^2 \quad (2.31)$$

Nach Umformung von Gleichung (2.31) kann die Eckdrehzahl  $n_{\text{eck}}$ , die als Übergangsrehzahl von MTPA zum nächsten Betriebszustand dient, nach Gleichung (2.32) ausgedrückt werden.

$$n_{\text{eck}} = \frac{\sqrt{2}U_{S,\text{max}}}{2\pi p} \cdot \frac{1}{\sqrt{(L_d I_{d,\text{MTPA}} + \Psi_{\text{PM}})^2 + (L_q I_{q,\text{MTPA}})^2}} \quad (2.32)$$

Nach der Eckdrehzahl muss zur Einhaltung der Spannungsgrenze die Rotorerregung durch Erhöhung des feldschwächenden Stroms  $I_d$  kompensiert werden.

Um das Drehmoment bei jeder weiteren Drehzahl zu maximieren, wird der Strom entlang des Maximalstromkreises vom MTPA-Punkt in Richtung der negativen d-Achse eingeregelt [14, 17]. Da die Strom- und Spannungsgrenzen gleichzeitig erreicht werden, wird dieser Betriebszustand in [14] als Strom- und Spannungsbegrenzung bei voller Erregung (SSB1) bezeichnet, dessen Stromtrajektorie in Abbildung 2.2 durch die grüne Kurve gekennzeichnet ist.

Trifft der Strom bei einer Drehzahl auf die Maximum Torque per Volt (MTPV)-Trajektorie, so sollte der Strom bei höheren Drehzahlen der MTPV-Trajektorie folgen, wie in Abbildung 2.2 (a) zu sehen ist. Die MTPV-Trajektorie beschreibt die Reihe von Betriebspunkten, in denen die Drehmomentyperbeln die Spannungsellipsen bei verschiedenen Drehzahlen tangieren. Auf diese Weise wird das Drehmoment weiterhin maximiert, während lediglich die Spannung den Grenzwert erreicht. In diesem Fall kann die PSM noch bis zur unendlichen Drehzahl ein Drehmoment erzeugen, da sich der Strom dem Ellipsenmittelpunkt unendlich nähert und dabei stets einen drehmomentbildenden  $I_q$ -Anteil aufweist. Die als verlustfrei angenommene PSM zeigt in diesem Betriebszustand mit steigender Drehzahl eine mechanische Leistung, die sich einem konstanten Verlauf annähert [17, 19, 22]. Je größer das Verhältnis  $\frac{\Psi_{PM}}{L_d}$  ist, desto höher ist die maximale Leistung bei höchster Drehzahl – bis zum Grenzfall  $\frac{\Psi_{PM}}{L_d} = \hat{I}_{S,max}$ , bei dem der Ellipsenmittelpunkt exakt auf dem Maximalstromkreis liegt. Es tritt hierbei zwar kein MTPV-Betrieb auf, jedoch ergibt sich durch die unendliche Annäherung des eingeregelten Stroms an den Ellipsenmittelpunkt ebenfalls keine elektromagnetische Drehzahlgrenze. Bei  $\frac{\Psi_{PM}}{L_d} \leq \hat{I}_{S,max}$  weist die PSM keine elektromagnetisch bedingte Maximaldrehzahl.

Ein MTPV-Betrieb tritt im Fall  $\frac{\Psi_{PM}}{L_d} > \hat{I}_{S,max}$ , wie in Abbildung 2.2 (b) dargestellt, nicht auf, da die SSB1-Trajektorie die MTPV-Trajektorie bei keiner Drehzahl schneidet. Nach der Eckdrehzahl folgt der SSB1-Betrieb, bei dem der Strom mit steigender Drehzahl entlang des maximalen Stromkreises so eingeregelt, dass am Ende lediglich ein  $I_d$ -Anteil verbleibt. Im Endzustand des SSB1-Betriebs wird der Maximalstrom zur Feldschwächung genutzt, reicht jedoch nicht aus, um die Rotorerregung zu kompensieren. Es gilt nun  $U_d = 0$  und  $U_q = \hat{U}_{S,max}$ , wobei bei weiterer Drehzahlsteigerung die Spannungsgrenze nicht mehr eingehalten werden kann. Die PSM kann mit dem Strom  $I_d$  allein kein Drehmoment erzeugen und besitzt dementsprechend eine elektromagnetisch bedingte Maximaldrehzahl, bei der das Drehmoment auf Null abfällt.

## 2.2.2 Regelstrategie der FSM

Bei der FSM wird die Regelstrategie für die Maximalgrenzkennlinie analog zur PSM durch die Lage des Ellipsenmittelpunkts bestimmt, wie in Gleichungen (2.27) und (2.28) ausgedrückt, wobei  $\Psi_{PM}$  durch  $\Psi_{R,max}$  zu ersetzen ist. Aufgrund der regelbaren Rotorerregung ist der Mittelpunkt der Spannungsellipse jedoch nicht zwingend ortsfest. Die Spannungsellipse kann sich durch Änderung des Erregerstroms entlang der horizontalen Achse verschieben, wodurch zusätzliche Betriebszustände ermöglicht werden können.

Abbildung 2.3 (a) zeigt die optimale Stromtrajektorie der FSM für den Fall  $\frac{\Psi_{R,max}}{L_d} \leq \hat{I}_{S,max}$ , Abbildung 2.3 (b) hingegen für den Fall  $\frac{\Psi_{R,max}}{L_d} > \hat{I}_{S,max}$ , wobei  $\Psi_{R,max}$  die maximale Rotorerregung nach Gleichung (2.14) bei vollem Erregerstrom  $I_{E,max}$  ist. In beiden Fällen wird die FSM im MTPA-Betrieb mit  $\Psi_R = \Psi_{R,max}$  als optimale Regelstrategie bis zur Eckdrehzahl gefahren. Analog zur PSM können die Stromkomponenten des MTPA-Punktes mithilfe der Extremwertanalyse und Gleichung (2.26) als Nebenbedingung ermittelt werden. Aufgrund des inversen Verhaltens der Induktivität mit  $L_d > L_q$  ergibt sich im

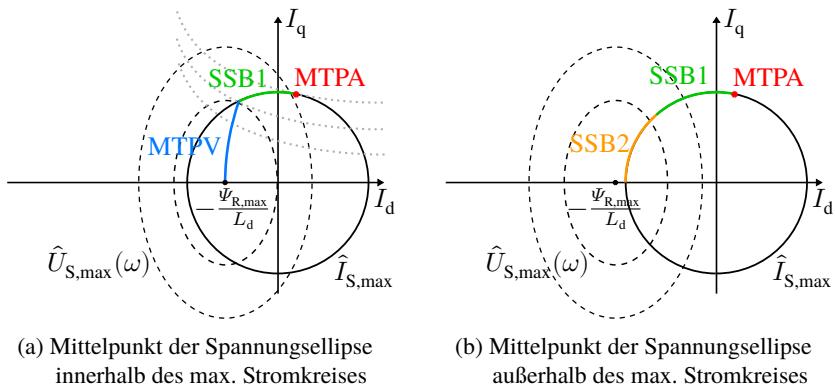


Abbildung 2.3: Optimale Regelstrategie einer FSM an der Maximalgrenzkennlinie:  
Maximaler Stromkreis (—), Spannungsellipse (---), Hyperbeln des konstanten Drehmoments (=====), SSB1-Trajektorie (—), SSB2-Trajektorie (—), Strom- und Spannungsbegrenzung bei Teilerregung), MTPV-Trajektorie (—), MTPA-Punkt (●), Ellipsenmittelpunkt (●)

MTPA-Punkt ein positiver Strom  $I_{d,MTPA}$  nach Gleichung (2.33) und  $I_{q,MTPA}$  nach Gleichung (2.34).

$$I_{d,MTPA} = \frac{-L_{dE} I_{E,max}}{4(L_d - L_q)} + \sqrt{\frac{(L_{dE} I_{E,max})^2}{16(L_d - L_q)^2} + I_{S,max}^2} \quad (2.33)$$

$$I_{q,MTPA} = \sqrt{2I_{S,max}^2 - I_{d,MTPA}^2} \quad (2.34)$$

Die Eckdrehzahl kann weiterhin nach Gleichung (2.32) bestimmt werden, wobei die permanente Erregung  $\Psi_{PM}$  durch  $L_{dE} I_{E,max}$  ersetzt werden soll. Nach der Eckdrehzahl ist die Flussverkettung bei weiter steigender Drehzahl zu reduzieren, um die Spannungsgrenze einzuhalten. Hierzu bietet die FSM zwar die Möglichkeit, das Rotorfeld direkt durch Reduzierung des Erregerstroms zu schwächen, zur Drehmomentmaximierung sollte die Feldschwächung jedoch wie bei der PSM durch Erhöhung des negativen Strom  $I_d$  erfolgen [14, 17, 23]. Dementsprechend bleibt der Erregerstrom auf dem Maximalwert und die FSM befindet sich im SSB1-Betrieb. Der entsprechende Strom  $I_{d,SSB1}$  für den SSB1-Betrieb kann durch Einsetzen von Gleichung (2.26) in Gleichung (2.31) gelöst werden, wobei  $\Psi_{PM}$  durch  $L_{dE} I_{E,max}$  ersetzt wird. Die analytische Form von  $I_{d,SSB1}$  ist in Gleichung (2.35) und  $I_{q,SSB1}$  in Gleichung (2.36) angegeben. Mit zunehmender Drehzahl ändert  $I_{d,SSB1}$  sein Vorzeichen, wie in Abbildung 2.3 dargestellt.

$$I_{d,SSB1} = \frac{-L_d L_{dE} I_{E,max} + \sqrt{L_q^2 L_{dE}^2 I_{E,max}^2 + (L_d^2 - L_q^2) \left( \frac{2U_{S,max}^2}{\omega^2} - 2L_q^2 I_{S,max}^2 \right)}}{L_d^2 - L_q^2} \quad (2.35)$$

$$I_{q,SSB1} = \sqrt{2I_{S,max}^2 - I_{d,SSB1}^2} \quad (2.36)$$

Liegt der Spannungsmittelpunkt bei maximalem Erregerstrom innerhalb des Stromkreises, wie in Abbildung 2.3 (a) dargestellt, so trifft der Strom mit zunehmender Drehzahl auf die MTPV-Trajektorie. Ähnlich wie bei einer PSM folgt der Strom dann der MTPV-Trajektorie, wobei der Erregerstrom zur Maximierung des Drehmoments weiterhin auf dem Maximalwert bleibt. Bis zur unendlichen Drehzahl kann die FSM analog zur PSM weiterhin Drehmoment erzeugen und es besteht keine elektromagnetisch bedingte Drehzahlgrenze. Für den Fall, dass der Mittelpunkt der Spannungsellipse bei maximalem Erregerstrom innerhalb des maximalen Stromkreises liegt, unterscheidet sich die optimale Regelstrategie einer FSM an der Maximalgrenzkennlinie über den gesamten Drehzahlbereich

nicht von denjenigen einer PSM.

Die Besonderheit der FSM in der Regelstrategie der Maximalgrenzkennlinie zeigt sich erst, wenn der Ellipsenmittelpunkt außerhalb des maximalen Stromkreises liegt. Im SSB1-Betrieb wird der Strom zunächst wie bei der PSM entlang des Maximalstromkreises mit vollem Erregerstrom in Richtung des Punktes  $\hat{I}_{S,\max} = I_d$  eingeregelt. Bei einer Zwischendrehzahl  $n_{I\parallel U}$  haben der Strom- und der Spannungszeiger die gleiche Phasenlage. Dies wird in Abbildung 2.4 durch die Darstellung der Zeigerdiagramme für den Anfangs- und den Endzustand des SSB1-Betriebs verdeutlicht. In Abbildung 2.4 liegt das Hauptaugenmerk auf der Winkelbeziehung zwischen den Zeigern. Die Größen der Spannungskomponenten werden nicht durch konkrete Maschinenparameter quantifiziert.

Im Anfangspunkt des SSB1s, siehe Abbildung 2.4 (a), läuft der Spannungszeiger entgegen dem Uhrzeigersinn vor dem Stromzeiger. Wird die FSM wie die PSM mit voller Erregung bis zum Endpunkt des SSB1s betrieben, befindet sich der Stromzeiger vor dem Spannungszeiger, wie in Abbildung 2.4 (b) dargestellt. Es muss also eine Zwischendrehzahl geben, bei der der Stromzeiger den Spannungs-

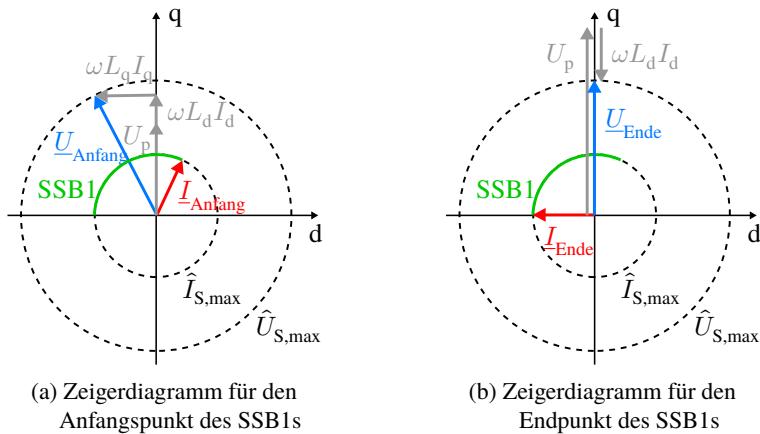


Abbildung 2.4: Zeigerdiagramm für die Grenzwerte des SSB1-Betriebs: Maximaler Strom- bzw. Spannungskreis ( - - - ), Stromtrajektorie des SSB1-Betriebs ( — ), Spannungskomponenten ( — ), Stromzeiger ( — ) und Spannungszeiger ( — ).

zeiger kreuzt und beide in Phase sind. Für die Drehzahl, bei der der Stromzeiger und der Spannungszeiger gleichphasig sind, gelten die folgenden Gleichungen:

$$2I_{S,\max}^2 = I_d^2 + I_q^2 \quad (2.37)$$

$$2U_{S,\max}^2 = U_d^2 + U_q^2 = (-\omega L_q I_q)^2 + \omega^2 (\Psi_{R,\max} + L_d I_d)^2 \quad (2.38)$$

$$\frac{I_d}{I_q} = \frac{U_d}{U_q} = \frac{-\omega L_q I_q}{\omega (\Psi_{R,\max} + L_d I_d)} \quad (2.39)$$

Die Gleichungen (2.37) und (2.38) beschreiben, dass für den Betrieb SSB1 sowohl der Strom als auch die Spannung auf den Maximalwerten liegen, während Gleichung (2.39) die zusätzliche Bedingung der Gleichphasigkeit angibt. Daraus lassen sich die entsprechenden Stromkomponenten  $I_d$  und  $I_q$  sowie die Drehzahl beim Eintritt der Gleichphasigkeit ableiten. Allerdings ist eine analytische Herleitung aufgrund des nichtlinearen Gleichungssystems schwierig. Um den anschließenden Betriebszustand dennoch darstellen zu können, wird im Folgenden ein Sonderfall der FSM mit  $L_d = L_q = L$  betrachtet, wodurch sich das Gleichungssystem erheblich vereinfacht. Damit ergeben sich Gleichung (2.40) für den Strom  $I_{d,I||U}$ , bei dem Strangstrom und Strangspannung erstmals in Phase sind, sowie Gleichung (2.41) für die entsprechende Drehzahl  $n_{I||U}$ .

$$I_{d,I||U} = \frac{-2LI_{S,\max}^2}{\Psi_{R,\max}} \quad (2.40)$$

$$n_{I||U} = \frac{1}{2\pi p} \sqrt{\frac{2U_{S,\max}^2}{\Psi_{R,\max}^2 - 2L^2 I_{S,\max}^2}} \quad (2.41)$$

Aufgrund der Gleichphasigkeit von Strom und Spannung erreicht die FSM einen Leistungsfaktor  $\cos \varphi = 1$ . Mit den Maximalwerten von Strom und Spannung erreicht die der Maschine zugeführte Wirkleistung ihren theoretischen Höchstwert. Bei weiterer Drehzahlsteigerung kann dieser Betriebszustand durch Reduzierung des Erregerstroms beibehalten werden, was einen Vorteil gegenüber der PSM darstellt. Da in diesem Betriebszustand Strangstrom und Strangspannung auf den Maximalwerten verbleiben, während der Erregerstrom langsam abnimmt, wird dieser Betriebszustand in [14] als Strom- und Spannungsbegrenzung bei Teilerregung (SSB2) bezeichnet.

Für den SSB2-Betrieb gelten weiterhin die Gleichungen (2.37) bis (2.39), wobei anstelle von  $\Psi_{R,\max}$  die Teilerregung durch  $\Psi_R$  zu verallgemeinern ist. Daraus ergibt sich die Rotorerregung nach Gleichung (2.42), die zur Einhaltung der

theoretischen maximalen Wirkleistung mit steigender Drehzahl reduziert werden muss. Zusätzlich kann der Strom  $I_{d,SSB2}$  im SSB2 als Funktion von  $\Psi_{R,SSB2}$  gemäß Gleichung (2.43) ausgedrückt werden.

$$\Psi_{R,SSB2} = \sqrt{2L^2 I_{S,max}^2 + \frac{2U_{S,max}^2}{\omega^2}} \quad (2.42)$$

$$I_{d,SSB2} = \frac{-2LI_{S,max}^2}{\Psi_{R,SSB2}} \quad (2.43)$$

Für eine unendliche Drehzahl mit  $\omega = \infty$  geht die in Gleichung (2.42) beschriebene Rotorerregung in Form von Gleichung (2.44) über, wodurch der Ellipsenmittelpunkt exakt auf dem Maximalstromkreis liegt.

$$\Psi_{R,\infty} = \sqrt{2L^2 I_{S,max}^2} = \sqrt{2}LI_{S,max} \quad (2.44)$$

Durch Einsetzen von  $\Psi_{R,\infty}$  in Gleichung (2.43) kann der Strom bei unendlicher Drehzahl  $I_{d,\infty}$  nach Gleichung (2.45) ermittelt werden. Dies entspricht dem Punkt mit nur negativem  $I_q$ -Strom auf dem Maximalstromkreis.

$$I_{d,\infty} = -\sqrt{2}I_{S,max} \quad (2.45)$$

Für  $L_d \neq L_q$  kann der oben dargestellte SSB2-Betrieb durch das in Abschnitt 3.1 vorgestellte Simulationstool numerisch bestätigt werden. Das SSB2 stellt durch die Regelbare Rotorerregung einen neuen Betriebszustand gegenüber der PSM dar. Nachdem im SSB1-Betrieb der maximale Strom und die maximale Spannung zum ersten Mal in Phase sind, wird der SSB2-Betrieb eingeleitet. Dabei nimmt der Erregerstrom mit zunehmender Drehzahl ab, sodass bis zur unendlichen Drehzahl  $\cos \varphi = 1$  bleibt. Der Ellipsenmittelpunkt nähert sich somit dem Maximalstromkreis und gleichzeitig wird der Strangstrom entlang des maximalen Stromkreises in Richtung der negativen d-Achse eingeregelt. Während des gesamten SSB2-Betriebes erreicht die FSM die theoretisch maximal erreichbare Wirkleistung, die der Frequenzumrichter liefern kann. Im Vergleich zur PSM hat die FSM trotz Ellipsenmittelpunkt außerhalb des maximalen Stromkreises keine elektromagnetisch bedingte Maximaldrehzahl.

## 2.3 Stand der Technik

Der Einsatz der FSM als Traktionsmotor in modernen BEVs begann mit der Markteinführung der Modelle Fluence Z.E. (2012), Kangoo (2012) und Zoe (2013) von Renault, deren Antriebsstrang von der Continental AG geliefert wurde [24, 25]. Die in Zoe eingesetzte FSM mit einer Spitzenleistung von 65 kW und einem Spitzendrehmoment von 220 Nm wurde zwischenzeitlich weiterentwickelt und heute auf 100 kW, 245 Nm gesteigert [26, 27]. Im Jahr 2017 stellte die Mercedes-Benz AG den Smart ED4 (Smart EQ) vor. Der Traktionsmotor ist eine FSM mit einer Spitzenleistung von 60 kW und einem Spitzendrehmoment von 160 Nm [28]. Im Gegensatz zur FSM für Fahrzeuge der Kompaktklasse kündigte die BMW Group im Jahr 2020 die fünfte Generation des Antriebsstrangs mit FSMs höherer Leistung an [29]. Die im Sport Utility Vehicle (SUV) iX3 eingesetzte FSM hat eine Spitzenleistung von 210 kW und ein Spitzendrehmoment von 400 Nm [30] und ist damit deutlich leistungsstärker. Nach [13, 31] beträgt der Wirkungsgrad der im iX3 verbauten Electric Drive Unit (EDU) bis zu 93 %. Der Wirkungsgrad der Maschine wird jedoch nicht angegeben. Im Jahr 2021 wurde die neu entwickelte FSM von MAHLE mit einem Spitzenwirkungsgrad von bis zu 95 % vorgestellt [32]. Zudem hat diese Maschine eine Spitzenleistung von 140 kW und die Energieübertragung in die Rotorwicklung erfolgt induktiv. Neben der Industrie findet die FSM auch im wissenschaftlichen Bereich zunehmende Beachtung. Brune [17] konzentriert sich auf die Berechnungsmethodik sowie die thermische Modellierung der FSM. Grauvogl [33] optimiert die FSM von Renault durch multiphysikalische Auslegung im Hinblick auf einen höheren Wirkungsgrad. Mithilfe von Flussbarrieren und einer asymmetrischen Rotorgeometrie wird ein Wirkungsgrad von 96 % bei 20 °C Wicklungstemperatur erreicht. Im Vergleich dazu weist die von Müller [23] gebaute FSM einen Spitzenwirkungsgrad von bis zu 95 % bei einer Wicklungstemperatur von ca. 80 °C auf. Zudem beschäftigt sich Weber [34] mit der berührungslosen Energieübertragung für den Erregerstrom des Rotors. Es wird ein rotierender Transformator ausgelegt, dessen Material, Integrationsmöglichkeiten und Wirkungsgrad untersucht werden. Ähnliche Untersuchungen sind auch in [35, 36] zu finden. Obwohl die FSM als Traktionsmotor im Automobilbereich immer beliebter wird, sind die Kenntnisse über ihr Betriebsverhalten als Traktionsmotor und die Auslegungsverfahren nicht sehr umfangreich. Nach anfänglichen Versuchen mit FSM im kleinen Leistungsbereich werden diese Maschinen nun auch in Fahrzeugen höherer Leistungsklassen eingesetzt. Dabei wird stets ein höherer Wirkungsgrad angestrebt. Der Spitzenwirkungsgrad der FSM bei Betriebstemperatur liegt nach dem heutigen Stand der Technik bei ca. 95 %.

Die heute in Elektrofahrzeugen eingesetzten PSMs haben häufig eine maximale Drehzahl von über  $16\,000\text{ min}^{-1}$  [25]. Da die aus der Rotation resultierende Fliehkraft nicht nur von der Drehzahl, sondern auch vom Radius des Rotors abhängt, wird häufig die Umfangsgeschwindigkeit als Bewertungskriterium für die mechanische Festigkeit einer elektrischen Maschine herangezogen. So werden z. B. in [37] elektrische Maschinen mit einer Umfangsgeschwindigkeit von über 100 m/s als Hochdrehzahlantriebe bezeichnet. Bei der PSM liegt dieser Wert nach heutigem Stand über 120 m/s [38]. Bei der ASM können im Prüfstandsbe-trieb sogar bis zu 140 m/s erreicht werden [39]. Für FSMs sind die veröffentlichten Daten zu diesem Thema jedoch nur in begrenztem Umfang verfügbar: Die im Renault Zoe eingesetzte FSM hat eine maximale Drehzahl von  $12\,000\text{ min}^{-1}$  und einen Statoraußendurchmesser von 210 mm [40]. Aus dem typischen Verhältnis von Rotor- zu Statordurchmesser wird die Umfangsgeschwindigkeit auf weniger als 100 m/s geschätzt. Bei der von der BRUSA Elektronik AG entwickelten FSM, die mit ca. 300 Nm Spitzendrehmoment und 160 kW Spitzenleistung etwas leistungsstärker ist [41], wird bei einer maximalen Drehzahl von  $12\,000\text{ min}^{-1}$  auch keine wesentlich höhere Umfangsgeschwindigkeit erwartet. Die von BMW ausgelegte hochdrehende FSM hat eine maximale Drehzahl von  $17\,000\text{ min}^{-1}$  [29]. Es ist jedoch kein Rotordurchmesser angegeben. Gleiches gilt für die von MAHLE aufgebaute FSM mit induktiver Energieübertragung. Hier sind sowohl die maximale Drehzahl als auch die geometrischen Daten unbekannt. Ferner wird in [42] eine FSM bis 110 m/s ausgelegt. Es liegt jedoch keine Prüfstandsvali-dierung vor. Darüber hinaus wird die Renault-Maschine von Grauvogl weiter optimiert [33]. Trotz leichter plastischer Verformung wird die neu ausgelegte FSM auf dem Prüfstand bis 120 m/s nicht zerstört.

Ein hybriderregter Rotor durch den Einsatz von Permanentmagneten in einer FSM ist ein bekanntes Verfahren, um das Drehmoment und den Wirkungsgrad einer FSM zu erhöhen. Hierbei handelt es sich jedoch überwiegend um akade-mische Untersuchungen, bei denen die Auslegung mit vereinfachten Randbedin-gungen oder für ausgewählte Betriebszustände erfolgt, sodass die praktischen Anforderungen an eine Traktionsmaschine für Elektrofahrzeuge nicht vollständig berücksichtigt werden. Die bisher veröffentlichten Untersuchungen zur HSM spiegeln teilweise nicht den heutigen Stand des Wirkungsgrades einer hocheffizi-enten FSM wider [43, 44], und es fehlen teilweise Prüfstandsvalidierungen [45]. Zudem konzentrieren sich die Untersuchungen oft auf begrenzte Betriebspunkte und Betriebsverhalten, eine detaillierte Betrachtung über weite Arbeitsbereiche wird nicht präsentiert [44–47]. Schließlich beziehen sich die Untersuchungen zur Hybriderregung überwiegend auf die elektromagnetische Auslegung. Eine mechanische Auslegung für den heutigen Stand der hochdrehenden Trakti-

onsmaschinen in Elektrofahrzeugen wird in den bisherigen Veröffentlichungen kaum diskutiert und Prüfstandsmessungen werden nur bei niedrigen Drehzahlen durchgeführt [43–47]. Die vorliegende Arbeit greift diese auf und zeigt in den folgenden Kapiteln, wie die Performance einer FSM durch eine praxisgerechte Auslegung des hybriderregten Rotors verbessert werden kann.

# Kapitel 3

## Auslegungsmethoden

In diesem Kapitel werden die wichtigsten Auslegungsmethoden beschrieben, die für die Auslegung der in dieser Arbeit behandelten Maschinen verwendet werden. Im ersten Abschnitt wird die Toolkette vorgestellt, mit der die Wirkungsgradkennfelder generiert werden. Von den mittels Finite-Elemente-Methode (FEM) berechneten Stützstellen bis zu den im Postprocessing aufgebauten Verlustmodellen wird gezeigt, wie der Wirkungsgrad und die zugehörigen Betriebspunkte einer Maschine über den gesamten Arbeitsbereich bestimmt werden können. In Abschnitt 3.2 wird die Dimensionierung einer FSM als Traktionsmaschine diskutiert. Aus der Betrachtung des vereinfachten magnetischen Kreises wird die Auslegungstendenz für eine sinnvolle Dimensionierung der FSM abgeleitet. Anschließend wird in Abschnitt 3.3 die Optimierungsmethodik behandelt, bei der eine Multizieloptimierung mithilfe von vorhergehendem Design of Experiments (DOE) und maschinellem Lernen durchgeführt wird. Durch die detaillierte Darstellung der Rotoroptimierung einer FSM unter Berücksichtigung der mechanischen Festigkeit werden sowohl der Optimierungsablauf als auch die Surrogatmodelle näher erläutert. Um das thermische Verhalten und später die Dauerleistung der ausgelegten Maschinen vorausberechnen zu können, wird in Abschnitt 3.4 ein thermisches Netzwerk aufgebaut. Da es sich um eine analytische Methode handelt, ist der Rechenaufwand im Vergleich zu FEM- oder Computational Fluid Dynamics (CFD)-Simulationen deutlich geringer.

### 3.1 Auslegungstoolkette und Wirkungsgradkennfelder

Zur Erzeugung der Wirkungsgradkennfelder wird eine am Institut entwickelte Toolkette verwendet [14], deren grobe Abfolge in Abbildung 3.1 dargestellt ist. Die transienten Simulationen der Stützstellen werden mit Altair Flux 2D (Altair Engineering Inc.) durchgeführt. Damit wird das Betriebsverhalten von diskretisierten Betriebspunkten ermittelt. Anschließend werden die Kennfelder der Flussverkettung sowie die Eisenverluste an Matlab (The MathWorks Inc.) übergeben, wo das Postprocessing umgesetzt wird. Dort können die Flussverkettungen und die Eisenverluste eines beliebigen Betriebspunktes durch Interpolation aus den mittels FEM simulierten Stützstellen bestimmt werden. Zusammen mit weiteren analytisch ermittelten Verlusten lässt sich der Wirkungsgrad für jeden beliebigen Betriebspunkt kalkulieren. Das Wirkungsgradkennfeld wird mittels Optimierung nach einer vordefinierten Regelstrategie berechnet, wobei die vom Frequenzumrichter vorgegebenen Randbedingungen einzuhalten sind.

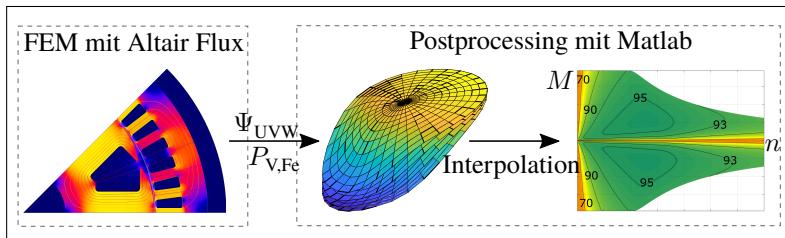


Abbildung 3.1: Überblick der Toolkette: Von FEM zu Wirkungsgradkennfeldern

#### 3.1.1 FEM-Simulationen der Stützstellen

Die Definition der Stützstellen einer FSM erfolgt durch Diskretisierung des Statorstroms  $I_S$ , des Vorsteuerwinkels  $\gamma$  und des Erregerstroms  $I_E$ , wobei aus dem Statorstrom und dem Vorsteuerwinkel die beiden um  $90^\circ$  phasenverschobenen Stromkomponenten  $I_d$  und  $I_q$  bestimmt werden können. Bei einer PSM genügt es, die Maschine durch Variation von zwei Variablen, den Strömen  $I_d$  und  $I_q$ , zu charakterisieren. Dies führt zu zweidimensionalen Flusskennfeldern  $\Psi_{d,q} = f(I_d, I_q)$ , wie in Abbildung 3.2 (a) dargestellt. Hierbei wird das Grundwellenmo-

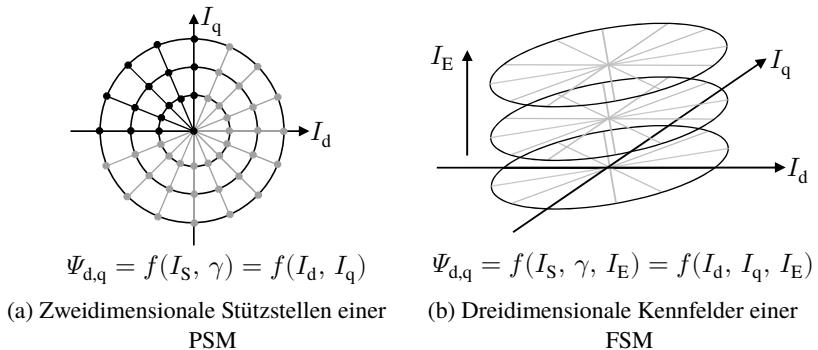


Abbildung 3.2: Vereinfachte Darstellung der zu simulierenden Stützstellen

dell verwendet, indem die Flussverkettungen über alle Rotorpositionen gemittelt werden. Bei einer FSM hingegen muss zur Charakterisierung ein zusätzlicher Freiheitsgrad in Form des Erregerstroms  $I_E$  variiert werden, wodurch sich ein dreidimensionales Kennfeld in Abhängigkeit vom Erregerstrom ergibt. Dies ist in Abbildung 3.2 (b) visualisiert. Darüber hinaus ist es für eine PSM in der Regel ausreichend, den motorischen Betrieb nur im zweiten Quadranten von Abbildung 3.2 (a) mit  $I_q \geq 0$  und  $I_d \leq 0$  zu simulieren, da der Bereich mit  $I_d > 0$  ein negatives Reluktanzmoment aufweist und für den Feldschwächebetrieb nicht relevant ist. Die Stützstellen im generatorischen Betrieb mit  $I_q < 0$  lassen sich aus den Stützstellen des motorischen Betriebs im zweiten Quadranten ableiten, indem die Flussverkettungen in Gleichung (2.6) durch Spiegelung des Stroms über die d-Achse ermittelt werden. Die FSM stellt jedoch mit  $L_d > L_q$  ein reziprokes Induktivitätsverhalten zur PSM dar, sodass die MTPA-Punkte der FSM im ersten Stromquadranten mit  $I_d > 0$  liegen. Daher sind bei der Charakterisierung der FSM die Stützstellen in beiden Stromquadranten mit  $I_q > 0$  zu simulieren, um später durch Interpolation einen wirkungsgradoptimalen Betriebspunkt sowohl im Grundlastbereich mit  $I_d > 0$  als auch im Feldschwächebereich mit  $I_d < 0$  finden zu können. Durch die Variation des Erregerstroms und die Berücksichtigung des ersten Stromquadranten erhöht sich die Anzahl der zu simulierenden Stützstellen erheblich, was zu einer Verlängerung der Rechenzeit führt. Für die in dieser Arbeit verwendete Toolkette ist mit einer sieben- bis zehnfachen Rechenzeitverlängerung im Vergleich zur PSM zu rechnen.

Die Eisenverluste werden aus den durch numerische Verfahren ermittelten transienten Feldverläufen  $B(t)$  der einzelnen Elemente mit einem modifizierten Bertotti-Modell berechnet, das von der Software Flux 2D unterstützt wird [48]. Dementsprechend werden die Eisenverluste in Hysterese-, Wirbelstrom- und Excessverluste unterteilt. Die zur Berechnung der Eisenverluste erforderlichen Koeffizienten werden durch Anpassung des in Gleichung (3.1) dargestellten Bertotti-Modells für harmonische Feldverläufe [49] mit den gemessenen Eisenverlusten des eingesetzten Blechpaketmaterials nach der Methode der kleinsten Quadrate bestimmt. Dabei ist  $k_{\text{Hy}}$  der Koeffizient der Hystereseverluste,  $k_{\text{Wi}}$  der Koeffizient der Wirbelstromverluste und  $k_{\text{Exc}}$  der Koeffizient der Excessverluste.

$$P_{V,\text{Fe}} = k_{\text{Hy}}(B_{\max}^2 f) + k_{\text{Wi}}(B_{\max} f)^2 + k_{\text{Exc}}(B_{\max} f)^{1,5} \quad (3.1)$$

Die Eisenverluste des später für die Prototypen verwendeten Blechpaketmaterials werden am Elektrotechnischen Institut (ETI) mithilfe eines Epsteinrahmens bis 1,6 T und 2000 Hz gemessen. Die gemessenen und mit angepassten Koeffizienten nach dem Bertotti-Modell berechneten Eisenverluste sind in Abbildung 3.3 aufgetragen und zeigen eine gute Übereinstimmung.

Die Eisenverluste werden an den in Abbildung 3.2 dargestellten Stützstellen mit wenigen Rotorpositionen in einem ersten Simulationslauf grob ermittelt und anschließend mit Korrekturfaktoren korrigiert. Die Faktoren ergeben sich aus einem zweiten Simulationslauf mit feinen Rotorpositionen an ausgewählten Stützstellen, die durch Interpolation auf alle Stützstellen erweitert werden [14].

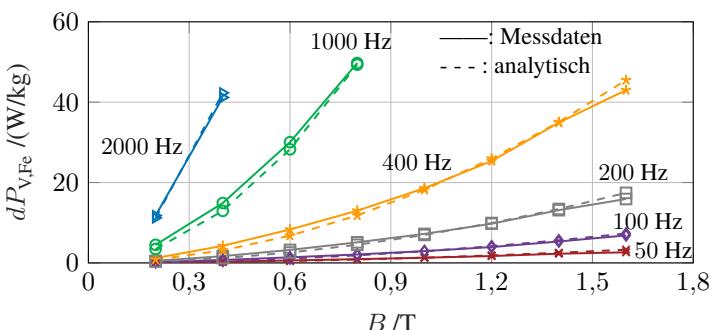


Abbildung 3.3: Gemessene und nach Bertotti-Modell berechnete Eisenverluste

### 3.1.2 Postprocessing

Die Kernaufgabe des Postprocessing besteht darin, auf Basis der zuvor simulierten Stützstellen die  $I_d$ - $I_q$ -Punkte gemäß der vom Benutzer vorgegebenen Regelstrategie zu finden, die die Betriebsanforderung am besten erfüllen. Einige Parameter können im Postprocessing beliebig verändert werden, um neue Wirkungsgradkennfelder zu generieren, ohne dass neue FEM-Simulationen gestartet werden müssen. Dazu gehören z. B. die Maschinenlänge, die Wicklungstemperatur, die maximal verfügbare Spannung sowie die Stator- und Rotorwindungszahl. Bei der Variation der Windungszahl ist darauf zu achten, dass die gesamte Nutdurchflutung den durch die FEM simulierten Maximalwert nicht überschreitet. Andernfalls wird das Betriebsverhalten der Maschine extrapoliert.

#### Verluste und Wirkungsgrad

Die temperaturabhängigen Kupferverluste werden nach Gleichung (3.2) mit dem Widerstand bei 20 °C  $R_{20}$ , dem Temperaturkoeffizienten des Kupfers  $\alpha_{\text{Cu}}$  und der Wicklungstemperatur  $\vartheta$ , die vorgegeben sein muss, bestimmt. Dies gilt sowohl für die Stator- als auch für die Rotorwicklung.

$$P_{V,\text{Cu}} = R(\vartheta) \cdot I^2 = R_{20} (1 + \alpha_{\text{Cu}} (\vartheta - 20 \text{ °C})) \cdot I^2 \quad (3.2)$$

In den FEM-Simulationen werden die Eisenverluste bei einer Referenzdrehzahl berechnet. Die Hysterese-, Wirbelstrom- und Excessverluste, die nach dem Bertotti-Ansatz unterteilt werden, hängen von der magnetischen Flussdichte und der elektrischen Frequenz ab, siehe Gleichung (3.1). Daher ist es möglich, die Eisenverluste im Postprocessing rein analytisch auf andere Drehzahlen umzurechnen. Dabei wird davon ausgegangen, dass die elektromagnetischen Eigenschaften im gleichen  $I_d$ - $I_q$ -Betriebspunkt bei unterschiedlichen Drehzahlen unverändert bleiben. Die Eisenverluste im Postprocessing sind nach Gleichungen (3.3) bis (3.5) zu bestimmen.

$$P_{V,\text{Hy}}(I_S, \gamma, I_E, f) = P_{V,\text{Hy}}(I_S, \gamma, I_E, f_{\text{FEM}}) \cdot \frac{f}{f_{\text{FEM}}} \quad (3.3)$$

$$P_{V,\text{Wi}}(I_S, \gamma, I_E, f) = P_{V,\text{Wi}}(I_S, \gamma, I_E, f_{\text{FEM}}) \cdot \left( \frac{f}{f_{\text{FEM}}} \right)^2 \quad (3.4)$$

$$P_{V,\text{Exc}}(I_S, \gamma, I_E, f) = P_{V,\text{Exc}}(I_S, \gamma, I_E, f_{\text{FEM}}) \cdot \left( \frac{f}{f_{\text{FEM}}} \right)^{1,5} \quad (3.5)$$

Mit dem in [50] beschriebenen Ansatz nach Gleichung (3.6) werden die Reibungsverluste einschließlich Luft-, Lager-, und Bürstenreibung berücksichtigt, wobei  $D_2$  der Durchmesser,  $l_2$  die Länge,  $v_2$  die Umfangsgeschwindigkeit des Rotors und  $D_{\text{Wk}}, l_{\text{Wk}}, v_{\text{Wk}}$  die entsprechenden Werte des Rotorwickelkopfes sind. Alle reibenden Flächen werden pauschal mit dem Faktor  $k_{\text{Rb}}$  berücksichtigt. Der Wertebereich des Faktors  $k_{\text{Rb}}$  ist in [50] für verschiedene Maschinen angegeben. Außerdem können die Reibungsverluste der Schleifring-Bürsten-Kontakte separat mithilfe des Reibungskoeffizienten  $\mu_B$ , des Bürstendrucks  $p_B$ , der Kontaktfläche  $A_B$  und der Umfangsgeschwindigkeit an der Bürstenoberfläche  $v_B$  nach Gleichung (3.7) berechnet werden. Richtwerte für die Reibungskoeffizienten verschiedener Bürstenwerkstoffe sind ebenfalls in [50] zu finden.

$$P_{V,\text{Rb}} = k_{\text{Rb}}(D_2 \pi l_2 v_2^2 + D_{\text{Wk}} \pi 2 l_{\text{Wk}} v_{\text{Wk}}^2) \quad (3.6)$$

$$P_{V,\text{Rb},B} = \mu_B p_B A_B v_B \quad (3.7)$$

Die Gesamtverluste ergeben sich aus der Summe der einzelnen Verlustanteile:

$$P_{V,\text{ges}} = P_{V,\text{Cu,S}} + P_{V,\text{Cu,R}} + P_{V,\text{Fe}} + P_{V,\text{Rb}} \quad (3.8)$$

Da die Umrichterverluste in der Simulation dieser Arbeit nicht berücksichtigt werden, setzt sich die dem DC-Netz entnommene Wirkleistung  $P_{\text{DC}}$  aus dem Statoranteil gemäß Gleichung (2.8) und dem Rotoranteil gemäß Gleichung (2.22) zusammen, wobei Letzterer den Rotorkupferverlusten entspricht:

$$P_{\text{DC}} = P_{\text{el,S}} + P_{\text{el,R}} \quad (3.9)$$

Die elektrische Leistung  $P_{\text{el,S}}$  ist im motorischen Betrieb positiv und im generatorischen Betrieb negativ, während die Verluste stets als positive Größen berücksichtigt werden sollten. Damit kann der Wirkungsgrad der Maschine durch Gleichungen (3.10) und (3.11) ausgedrückt werden. Hierbei ist  $P_{\text{mech}}$  die mechanische Leistung, die je nach Art der Energieumwandlung entweder von der Maschine abgegeben oder der Maschine zugeführt wird.

$$\eta(\text{motorisch}) = \frac{P_{\text{DC}} - P_{V,\text{ges}}}{P_{\text{DC}}} = \frac{P_{\text{mech}}}{P_{\text{DC}}} \quad (3.10)$$

$$\eta(\text{generatorisch}) = \frac{P_{\text{DC}}}{P_{\text{DC}} - P_{V,\text{ges}}} = \frac{P_{\text{DC}}}{P_{\text{mech}}} \quad (3.11)$$

## Schrägung

Eine Schrägung des Rotor- bzw. Statorblechpaketes ist eine wirksame Maßnahme zur Unterdrückung der durch Oberwellen hervorgerufenen parasitären Effekte wie z. B. Drehmomentwelligkeit und wird häufig in Traktionsmaschinen eingesetzt. Um das elektromagnetische Verhalten der Maschine realitätsnah abilden zu können, wird die Schrägung in den Wirkungsgradkennfeldern miteinbezogen. Hier wird die sogenannte Multi-Slice-Methode (MSM) eingesetzt, bei der der Rotor in mehrere axial angeordnete und um einen Winkel zueinander versetzte Scheibensegmente aufgeteilt wird. Unter der Annahme, dass sich die einzelnen Scheibensegmente elektromagnetisch nicht gegenseitig beeinflussen und daher getrennt behandelt werden können, kann für eine Berücksichtigung der Schrägung auf die zeitaufwändige 3D-FEM verzichtet werden. Benachbarte Rotorsegmente, die um den mechanischen Winkel  $\alpha$  verdreht sind, führen zu einer Abweichung des Vorsteuerwinkels von  $p \cdot \alpha$ , wobei  $p$  der Polpaarzahl der Maschine entspricht. Dies ist in Abbildung 3.4(a) veranschaulicht. Schließlich werden die elektromagnetischen Eigenschaften der einzelnen Segmente gemittelt. Abbildung 3.4(b) zeigt als Beispiel das Drehmoment einer geschrägten Maschine, wobei die grauen Kurven das Drehmoment der einzelnen Scheibensegmente und die rote Kurve das mittlere Drehmoment der gesamten Maschine darstellen. Der beschriebene gesamte Prozess wird im Postprocessing umgesetzt.

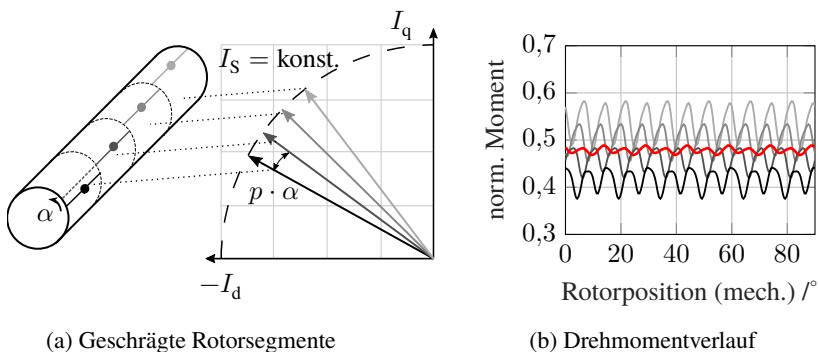


Abbildung 3.4: Darstellung eines um eine Nutteilung geschrägten Rotors mit der MSM: Drehmomentverläufe der Einzelscheibe in Schwarz/Grau, gemittelt in Rot

## Interpolation und Regelstrategie

Die Berechnung von Wirkungsgradkennfeldern erfolgt in zwei Schritten. Zuerst wird ein maximales Drehmoment bei allen Drehzahlen, diskretisiert nach einem vom Benutzer vorgegebenen Drehzahlvektor, angestrebt. Das innere Drehmoment wird aus den Flussverkettungen einer dreisträngigen Synchronmaschine nach Gleichung (2.9) berechnet. Für jeden beliebigen Betriebspunkt, der durch den Statorstrom  $I_S$ , den Vorsteuerwinkel  $\gamma$  und den Erregerstrom  $I_E$  beschrieben wird, werden die zugehörigen Flussverkettungen und Eisenverluste aus den zuvor simulierten Stützstellen interpoliert. Als Interpolationsverfahren kann entweder direkt auf die in Matlab vorhandenen Funktionen zurückgegriffen werden oder die in [14] beschriebene analytische Fourierzerlegung implementiert werden. Mithilfe des nichtlinearen Optimierers „fmincon“ in Matlab werden die drei Unbekannten ( $I_S$ ,  $\gamma$ ,  $I_E$ ) für die Suche nach dem maximalen Drehmoment (Zielgröße) variiert und festgelegt. Während des Optimierungsprozesses gelten der maximale Strom und die maximale Spannung, die der Frequenzumrichter zur Verfügung stellt, als Randbedingungen, die nicht überschritten werden dürfen. Die Spannung der Maschine im stationären Zustand wird nach Gleichung (2.7) berechnet. Im zweiten Schritt wird das Drehmoment bei jeder Drehzahl entsprechend dem benutzerdefinierten Drehmomentvektor diskretisiert. Für jedes Drehmoment werden der Statorstrom, der Vorsteuerwinkel und der Erregerstrom entsprechend der Regelstrategie gesucht. Neben der Einhaltung der Strom- und Spannungsgrenzen ist das geforderte Drehmoment eine weitere zu erfüllende Nebenbedingung. In der vorliegenden Arbeit wird standardmäßig eine Regelstrategie verwendet, die den Wirkungsgrad (Zielgröße) maximiert. Darüber hinaus können auch andere Strategien wie MTPA oder MTPV gewählt werden.

## 3.2 Sinnvolle Dimensionierung der Auslegung

In diesem Abschnitt wird der Zusammenhang zwischen dem Luftspaltfeld im Leerlauf, im folgenden als Luftspaltflussdichte bezeichnet, und dem Maschinen-durchmesser diskutiert, um daraus Auslegungstendenzen für die FSM abzuleiten. Dabei wird von einer theoretischen Betrachtung ausgegangen, bei der nur der lineare magnetische Kreis ohne Sättigung betrachtet wird und die magnetische Leitfähigkeit des Aktivmaterials als unendlich angenommen wird.

In einem Gedankenexperiment wird eine FSM mit einem vereinfachten magnetischen Kreis gemäß Abbildung 3.5 betrachtet. Da sich die folgende Diskussion auf den Leerlauf bezieht, werden die Statornuten und -wicklungen in der Geometrie

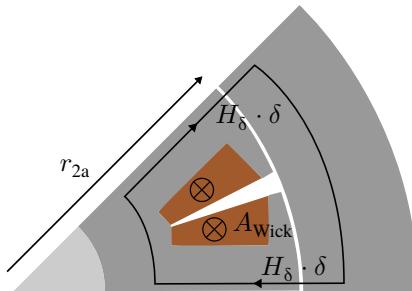


Abbildung 3.5: Vereinfachter magnetischer Kreis einer FSM

nicht berücksichtigt. Die Maschine kann durch Variation des Durchmessers beliebig vergrößert oder verkleinert werden, wobei das innere Layout der Maschine unverändert bleibt. Das heißt, alle Geometrieparameter wie z. B. Rotoraußen-durchmesser, Polschaftbreite usw. werden mit dem gleichen Faktor skaliert. So ändert sich die Wicklungsfläche der Erregerwicklung  $A_{\text{Wick}}$  quadratisch mit dem Rotorradius  $r_{2a}$ :

$$A_{\text{Wick}} \sim r_{2a}^2 \quad (3.12)$$

Als erstes Szenario wird eine konstante Stromdichte  $J_E$  in der Erregerwicklung betrachtet. Damit kann die gesamte elektrische Durchflutung  $\Theta$ , die in Abbildung 3.5 durch den markierten Magnetkreis eingeschlossen ist, nach Gleichung (3.13) über die Stromdichte  $J_E$ , die Wicklungsflächen  $2A_{\text{Wick}}$  und einen konstant angenommenen Kupferfüllfaktor  $k_{\text{Cu}}$  berechnet werden. Folglich ändert sich die Durchflutung quadratisch mit dem Rotorradius.

$$\Theta = 2A_{\text{Wick}}k_{\text{Cu}}J_E \sim r_{2a}^2 \quad (3.13)$$

Das Durchflutungsgesetz in Gleichung (3.14) besagt, dass der magnetische Spannungsabfall entlang des eingezeichneten Pfades gleich der eingeschlossenen Durchflutung ist. Der magnetische Spannungsabfall setzt sich aus einem Anteil

im Aktivmaterial und einem Anteil im Luftspalt zusammen, die durch Integration von  $\vec{H}_{\text{Fe}}$  bzw.  $\vec{H}_\delta$  bestimmt werden können.

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int \vec{H}_{\text{Fe}} \cdot d\vec{s}_{\text{Fe}} + \int \vec{H}_\delta \cdot d\vec{s}_\delta = \Theta \quad (3.14)$$

Unter der Annahme einer unendlichen relativen Permeabilität ohne Sättigung im Aktivmaterial fällt die magnetische Spannung nur über dem Luftspalt ab und ist proportional zu  $r_{2a}^2$ :

$$2H_\delta \delta = \Theta \sim r_{2a}^2 \quad (3.15)$$

Bei gleichbleibender Geometrie, d. h. die Luftspaltweite ist ebenfalls mit dem Rotorradius  $r_{2a}$  zu skalieren, siehe Gleichung (3.16), steigt die Luftspaltflussdichte nach Gleichung (3.17) proportional mit zunehmendem Rotorradius bzw. Maschinendurchmesser. Bleibt jedoch die Luftspaltweite während der Skalierung der Maschine konstant, so steigt die Luftspaltflussdichte mit zunehmendem Rotorradius quadratisch an.

$$\delta \sim r_{2a} \quad (3.16)$$

$$B_\delta = \mu_0 H_\delta \sim r_{2a} \quad (3.17)$$

Die obige Herleitung geht von einer konstanten Stromdichte in der Erregerwicklung aus. In einem zweiten Szenario wird die Luftspaltflussdichte bei gleicher thermischer Belastung betrachtet. Die Kupferverluste der Erregerwicklung werden nach dem ohmschen Gesetz in Gleichung (3.18) berechnet, wobei zur Vereinfachung der Diskussion die Wickelköpfe der Erregerwicklung nicht berücksichtigt werden. In Gleichung (3.18) ist  $R_E$  der Widerstand der Erregerwicklung,  $\rho_{\text{Cu}}$  der spezifische Widerstand des Kupfers,  $l_{\text{Fe}}$  die Länge des Blechpaketes,  $w_E$  die Spulenwindungszahl,  $p$  die Polpaarzahl und  $A_{\text{Draht}}$  der Querschnitt eines Einzeldrahtes.

$$P_{V,\text{Cu},R} = I_E^2 R_E = I_E^2 \cdot \frac{\rho_{\text{Cu}} 2l_{\text{Fe}} w_E 2p}{A_{\text{Draht}}} \quad (3.18)$$

Die Spulenwindungszahl der Erregerwicklung kann durch Gleichung (3.19) mit der Wicklungsfläche  $A_{\text{Wick}}$ , dem Kupferfüllfaktor  $k_{\text{Cu}}$  und dem Drahtquerschnitt

$A_{\text{Draht}}$  bestimmt werden. Dementsprechend erfolgt die Umrechnung der Kupferverluste von Gleichung (3.18) nach Gleichung (3.20).

$$w_E = \frac{A_{\text{Wick}} k_{\text{Cu}}}{A_{\text{Draht}}} \quad (3.19)$$

$$P_{V,\text{Cu},R} = I_E^2 \cdot \frac{4\rho_{\text{Cu}} l_{\text{Fe}} p A_{\text{Wick}} k_{\text{Cu}}}{A_{\text{Draht}}^2} \quad (3.20)$$

Da die Rotorverluste hauptsächlich über eine Mantelfläche  $2\pi r l_{\text{Fe}}$  abgeführt werden können, z. B. über die Rotoraußenfläche und den Luftspalt bei reiner Statormantelkühlung oder über die Rotorinnenfläche bei Wellenkühlung, werden die abführbaren Rotorverluste vereinfachend als lineare Funktion des Rotorradius angenähert. Die im Rotor dominierenden Kupferverluste sollten daher proportional mit dem Rotorradius zunehmen, damit die thermische Belastung während der Skalierung der Maschine nahezu konstant bleibt. Bei Verwendung des gleichen Kupferdrahtes ist in diesem Fall nach Gleichung (3.20) bei gleichem Kupferfüllfaktor  $k_{\text{Cu}}$ , Drahtquerschnitt  $A_{\text{Draht}}$  und quadratisch zunehmender Wicklungsfläche  $A_{\text{Wick}}$  der Stromquadrat  $I_E^2$  proportional zum Rotorradius zu reduzieren:

$$I_E^2 \sim \frac{1}{r_{2a}} \quad (3.21)$$

Infolgedessen nimmt die durch den in Abbildung 3.5 eingezeichneten Pfad eingeschlossene Durchflutung gemäß Gleichung (3.22) überproportional mit dem Rotorradius zu.

$$\Theta = 2I_E w_E = 2I_E \frac{A_{\text{Wick}} k_{\text{Cu}}}{A_{\text{Draht}}} \sim r_{2a}^{\frac{3}{2}} \quad (3.22)$$

Sowohl bei linear zunehmender als auch bei konstanter Luftspaltweite führt eine Vergrößerung des Maschinendurchmessers in diesem Szenario, d. h. bei gleicher thermischer Belastung zu einer Zunahme der Luftspaltflussdichte, was die elektromagnetische Auslegung begünstigt. Umgekehrt kann zur Erzielung der gleichen Luftspaltflussdichte bei einer radial größeren FSM der erforderliche Erregerstrom und die damit verbundene thermische Belastung sowie das Bauvolumen des Energieübertragers reduziert werden.

Im Vergleich zur FSM ist die Luftspaltflussdichte der PSM durch den Schnittpunkt der Entmagnetisierungskurve des verwendeten Permanentmagneten mit

der in Gleichung (3.23) beschriebenen Arbeitsgeraden gegeben, deren Herleitung in Abschnitt A.1 beschrieben ist.

$$B_{\text{PM}} = -\mu_0 \frac{A_\delta}{A_{\text{PM}}} \frac{h_{\text{PM}}}{\delta} H_{\text{PM}} \quad (3.23)$$

Dabei bezeichnet  $A_\delta$  die Luftspaltmantelfläche,  $A_{\text{PM}}$  die Magnetooberfläche,  $h_{\text{PM}}$  die Magnethöhe und  $\delta$  die Luftspaltweite. Bei der Skalierung einer PSM ist der Faktor  $\frac{A_\delta}{A_{\text{PM}}} \frac{h_{\text{PM}}}{\delta}$  bei Variation des Rotorradius konstant, da alle geometrischen Parameter mit dem gleichen Skalierungsfaktor variiert werden. Damit bleibt der Arbeitspunkt der Magnete unverändert und die Luftspaltflussdichte ebenfalls. Das Gedankenexperiment zeigt, dass zur Erhöhung der Wettbewerbsfähigkeit der FSM gegenüber der PSM der Einsatz der FSM tendenziell in höheren Leistungsklassen mit größeren Maschinendurchmessern erfolgen sollte.

## 3.3 Design of Experiments und Multizieloptimierung

In diesem Abschnitt wird die Optimierungsmethodik der FSM anhand der Rotor-optimierung demonstriert, wobei automatisiertes DOE und maschinelles Lernen zum Einsatz kommen. Dies ist insbesondere bei der Optimierung einer FSM sinnvoll, da die durch die Variation des Erregerstroms erhöhte Rechenzeit durch die Verwendung von Surrogatmodellen erheblich eingespart werden kann. In Abschnitt 3.3.1 werden die Randbedingungen aufgeführt, die bei der Auslegung der FSM zu berücksichtigen sind. In Abschnitte 3.3.2 bis 3.3.4 wird der Prozess von DOE und der Multizieloptimierung detailliert beschrieben.

### 3.3.1 Randbedingung

Wie in Abschnitt 3.2 erwähnt, wird eine FSM als Hochleistungsmaschine ausgelegt, um den elektromagnetischen bzw. thermischen Vorteil gegenüber der PSM zu nutzen. Dazu wird eine PSM der gleichen Leistungsklasse mit V-förmiger Magnanordnung als Referenz gewählt, deren Abmessungen und Betriebsverhalten bei der Auslegung der FSM einzuhalten bzw. anzustreben sind. Die geltenden Randbedingungen sind in der Tabelle 3.1 aufgeführt.

Tabelle 3.1: Randbedingungen für die Auslegung einer FSM

Randbedingungen	Werte
Statoraußendurchmesser	220 mm
Rotoraußendurchmesser	156 mm
Rotorinnendurchmesser	50 mm
Aktivlänge	160 mm
Spitzendrehmoment	ca. 590 Nm
Spitzenleistung	ca. 300 kW
Zwischenkreisspannung	325 V
Anzahl der parallelen Zweige	4
Maximale Stromdichte (Stator)	38,5 A/mm <sup>2</sup>
Statorwicklung	Verteilte Wicklung mit Runddrähten

### 3.3.2 Ablauf

Der Ablauf der Optimierungsmethodik ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Im Prinzip handelt es sich um ein allgemeines Optimierungsverfahren, das sowohl für die FSM als auch für andere Maschinentypen verwendet werden kann. Im Wesentlichen besteht es aus DOE und einer Multizieloptimierung. DOE ist ein statistisches Verfahren, um durch eine Vielzahl von Versuchen die Korrelation zwischen Einflussfaktoren und Zielgrößen zu ermitteln. Durch Variation der Einflussparameter und anschließende Auswertung soll ein Ursache-Wirkungs-Modell aufgebaut werden, mit dem die Zielgrößen bei Parameteränderung prädiziert werden können. Bei der Maschinenoptimierung sind die Einflussgrößen durch die Geometrieparameter und die Zielgrößen durch das Betriebsverhalten der Maschine gegeben. Zum Aufbau des Ursache-Wirkungs-Modells wird in dieser Arbeit maschinelles Lernen, ein Teilbereich der künstlichen Intelligenz, eingesetzt. Der Schlüssel liegt darin, die zeitaufwendigen FEM-Simulationen, die in der Multizieloptimierung zur Bewertung von Maschinen notwendig sind, durch trainierte Modelle zu ersetzen, die auf Regressionsverfahren basieren. Damit ist es möglich, in kurzer Zeit mehrere tausend Maschinen, wie sie für eine Multizieloptimierung typisch sind, durch rein analytische Berechnungen zu bewerten. Aufgrund des in Abschnitt 3.1 beschriebenen Rechenaufwandes zur Bestimmung der Wirkungsgradkennfelder einer FSM erfolgt die Optimierung solcher Maschinen häufig durch die Optimierung eines oder weniger Betriebs-

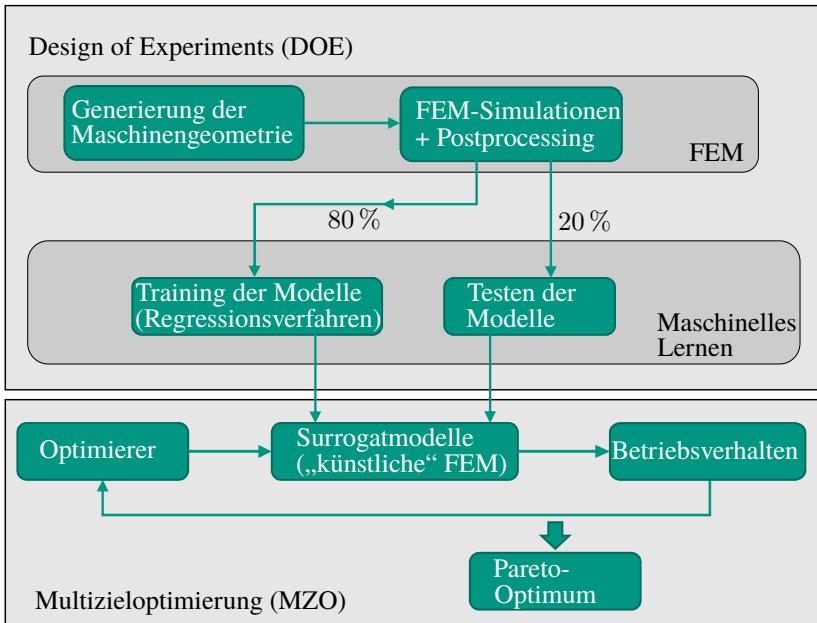


Abbildung 3.6: Ablauf der Multizieloptimierung mit trainierten Modellen

punkte [23, 33]. Dies reicht in der Regel nicht aus, um das Betriebsverhalten der Maschinen über den gesamten Arbeitsbereich darzustellen. Im Gegensatz dazu kann bei der Optimierung mit Surrogatmodellen aufgrund der reduzierten Rechenzeit direkt auf die Zielgrößen von Wirkungsgradkennfeldern zugegriffen werden.

Um die Modelle anschließend trainieren und validieren zu können, muss zunächst klassisch mit DOE der Datensatz generiert werden. Je nach Anzahl der zu simulierenden Maschinen und der für die Simulation zur Verfügung stehenden Hardware kann dies einige Tage bis Wochen dauern, da für jede Geometrie das Wirkungsgradkennfeld berechnet werden soll. Im Vergleich zur später durchgeführten Multizieloptimierung wird hier jedoch nur ein Bruchteil der Maschinen simuliert, was die Gesamtzeit für die vollständige Optimierung gering hält. Ein weiterer Vorteil ist, dass neue Zielgrößen direkt in weitere Optimierungen einfließen können, wenn diese aus den vorhandenen Wirkungsgradkennfeldern

ermittelt werden. Es müssen lediglich neue Modelle trainiert werden, was mit geringem Aufwand verbunden ist. Neue FEM-Simulationen sind in diesem Fall nicht erforderlich. Im Allgemeinen gibt es keine feste Regel, wie viele Trainingsdaten notwendig sind, um eine zufriedenstellende Vorhersagegenauigkeit zu erreichen. Dies hängt von der Anzahl der zu variierenden Designparameter, dem Regressionsverfahren und der Komplexität der Korrelationen zwischen Einfluss- und Zielgrößen ab, wobei eine größere Datenmenge in der Regel die Modellabweichung auf Trainingsdaten sowie auf unbekannten Daten verringern kann. Anschließend wird der Datensatz in zwei Gruppen aufgeteilt. Im Rahmen dieser Arbeit werden 80 % der Daten für das Training und 20 % für die Überprüfung der Genauigkeit des fertig trainierten Modells verwendet.

### 3.3.3 DOE

Nachfolgend wird die Optimierung des Rotors anhand des oben vorgestellten Optimierungsverfahrens dargestellt. Dabei wird der Stator der Referenzmaschine verwendet. Der Einfluss der Statorparametervariation auf die Rotoroptimierung wird damit nicht betrachtet. Die im DOE zu variierenden Parameter sind in Abbildung 3.7 dargestellt, während die entsprechenden Beschreibungen und Grenzwerte in Tabelle 3.2 aufgeführt sind.

Der Rotoraußendurchmesser bleibt während der Optimierung konstant. Somit ergibt sich die Dicke des Polschuhs aus  $l_0$  und der Höhe der Erregerwicklung  $h_{RW}$ . In Altair Flux wird das Rotormodell frei parametrierbar aufgebaut, indem

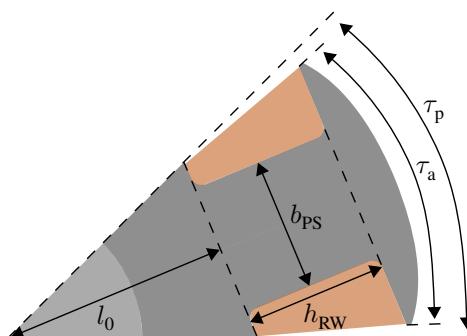


Abbildung 3.7: Ausschnitt des Rotors und zu optimierende Geometrieparameter

Tabelle 3.2: GeometrievARIABLEN und ihre Grenzwerte für die Rotoroptimierung

Variabel	Beschreibung	Variationsbereich
$\alpha_a = \frac{\tau_a}{\tau_p}$	Polbedeckungsfaktor	[ $\frac{115}{180}, \frac{175}{180}$ ]
$b_{PS}$	Breite des Polschaftes	[18 mm, 35 mm]
$h_{RW}$	Höhe der Wicklung	[18 mm, 36 mm]
$l_0$	Abstand zur Achsenmitte	[65 mm, 95 mm]

die Geometriepunkte mithilfe von Parametern positioniert werden. Damit kann durch Änderung der Geometrieparameter umgehend eine neue Rotorgeometrie erzeugt werden, wobei die Generierung neuer Maschinen vollautomatisch über die Ansteuerung von Matlab während des DOEs erfolgt.

Das Ziel der Durchführung von DOE ist es, mit möglichst wenigen Versuchen möglichst viele Informationen über die Korrelation zwischen geometrischen Parametern und dem Betriebsverhalten der betrachteten Maschinen zu erhalten. Nach Diskretisierung aller vier zu variierenden Geometrieparameter innerhalb der jeweiligen Grenzen ergibt sich ein 4D-Parameterraum möglicher Maschinengeometrien. Wird hierbei eine Maschine in jeder Abstufung des Parameterraums erzeugt und simuliert, so handelt es sich um einen vollständigen Versuchsplan Full Factorial Design (FFD) und damit um den größten Rechenaufwand. Um mit einer reduzierten Anzahl von zu simulierenden Maschinen möglichst viele Erkenntnisse über die Korrelation zu erhalten, werden die zu simulierenden Maschinen mit Hilfe von Latin Hypercube Sampling (LHS) generiert [51, 52]. So wird der Datensatz durch effizientes Sampling reduziert und der Rechenaufwand verringert.

Für die Auslegung wird kein maximaler Erregerstrom als Randbedingung vorgegeben. Andererseits ist der zu verwendende Drahtdurchmesser der Erregerwicklung nicht definiert. Daher wird im DOE die Nuttdurchflutung des Rotors durch die Stromdichte und die Wicklungsfläche berechnet, wobei ein Kupferfüllfaktor geschätzt werden soll. In Anlehnung an [14] wird der Kupferfüllfaktor mit 0,6 angenommen. Die Wahl des Drahtdurchmessers hat dementsprechend keinen Einfluss mehr auf die Durchflutung. Aus der Stromdichte  $J_E$ , der Wicklungsfläche  $A_{Wick}$  und dem Kupferfüllfaktor  $k_{Cu}$  lässt sich nach Gleichung (3.24) die Nuttdurchflutung des Rotors  $\Theta_R$  berechnen. Unter Berücksichtigung der aktiven Länge  $l_{Fe}$ , der Wickelkopflänge  $l_{Wk}$ , des spezifischen Kupferwiderstands

$\rho_{\text{Cu}}$  sowie der Polpaarzahl  $p$  ergeben sich die Rotorkupferverluste  $P_{V,\text{Cu},R}$  nach Gleichung (3.25).

$$\Theta_R = I_E w_E = J_E A_{\text{Wick}} k_{\text{Cu}} \quad (3.24)$$

$$P_{V,\text{Cu},R} = I_E^2 R_E = J_E^2 2(l_{\text{Fe}} + l_{\text{Wk}}) \rho_{\text{Cu}} A_{\text{Wick}} k_{\text{Cu}} 2p \quad (3.25)$$

Mit der Änderung der Rotorgeometrie ändern sich die Wicklungsflächen. Die maximale Stromdichte der Erregerwicklung und der angenommene Kupferfüllfaktor werden für alle Maschinen konstant gehalten. Dadurch ändert sich die Windungszahl proportional zu den Wicklungsflächen. Im DOE können alle Maschinen mit einer höheren maximalen Stromdichte und damit einer höheren Nuttdurchflutung simuliert werden. Dieser Wert kann im Postprocessing bei der Berechnung der Wirkungsgradkennfelder beliebig reduziert werden. In diesem Fall muss nur das Training der Modelle wiederholt werden, ohne dass die FEM-Simulationen erneut durchgeführt werden müssen. Die tatsächliche maximale Stromdichte der Rotorwicklung wird erst durch die Multizieloptimierung festgelegt, indem die schließlich ausgewählte optimierte Maschine bei maximaler Rotorerregung die angestrebte Maximalgrenzkennlinie in Tabelle 3.1 erreicht. Die Zielgrößen, die später in der Multizieloptimierung optimiert werden sollen, müssen als Trainingsdaten zur Verfügung gestellt werden. Dies sind das maximale Drehmoment, die maximale mechanische Leistung, der Worldwide Harmonised Light-Duty Vehicles Test Procedure (WLTP)-Zykluswirkungsgrad und der Mittelwert der maximalen Eisenverluste bei  $8000 \text{ min}^{-1}$ ,  $12\,000 \text{ min}^{-1}$  und  $16\,000 \text{ min}^{-1}$ . Alle Größen lassen sich direkt aus den Wirkungsgradkennfeldern entnehmen. Die wichtigsten Daten sind in Tabelle 3.3 zusammengefasst.

Tabelle 3.3: DOE der Rotoroptimierung

DOE-Einstellung	Kenndaten
Designvariablen	$\alpha_a, b_{\text{PS}}, h_{\text{RW}}, l_0$
Anzahl der Maschinen (Beobachtung)	248
Art der FEM-Simulation	vollständige Wirkungsgradkennfelder
Eisenverlustberechnung	vollständige Eisenverlustkennfelder
Zielgrößen	$M_{\max}, P_{\text{mech, max}}, \eta_{\text{WLTP}}, \bar{P}_{V,\text{Fe}}$

Insgesamt werden 248 Maschinendesigns simuliert, deren Geometrien durch LHS innerhalb der in Tabelle 3.2 angegebenen Parametergrenzen bestimmt werden. Für das Modelltraining wird die Gauß-Prozess-Regression (GPR) [53, 54] verwendet. GPR ist ein nichtparametrisches, kernelbasiertes, probabilistisches Verfahren, das zum überwachten maschinellen Lernen gehört. Mit den Trainingsdaten  $\{(x_i, y_j); i, j = 1, 2, \dots, n\}$ , wobei  $x_i$  die Eingangsvariablen (Geometrievervariablen) und  $y_j$  die Ausgangsvariablen (Betriebsverhalten) sind, können Modelle aufgebaut werden, die bei neuen Eingangsvariablen  $x_{i, \text{neu}}$  die entsprechenden Ausgangsvariablen  $y_{j, \text{neu}}$  vorhersagen können. Als Trainingsdaten werden 199 (80 %) Maschinen verwendet, die nach dem Zufallsprinzip ausgewählt werden. Die Eingangsvariablen bilden somit eine  $199 \times 4$  Matrix, während jede Zielgröße ein  $199 \times 1$  Vektor ist. Für jede Zielgröße wird ein separates Modell trainiert. Die restlichen 49 (20 %) Maschinen dienen als Testdaten zur Überprüfung von Modellfehlern. Die Ergebnisse sind in Abbildung 3.8 zusammengefasst. Auf der linken Seite sind die prädizierten und die mittels FEM ermittelten Zielgrößen dargestellt, wobei die FEM-Größen als blaue Kreise, die prädizierten Größen als rote Linien und deren 95 % Konfidenzintervall in grau eingezeichnet werden. Das 95 % Konfidenzintervall definiert den Bereich, der den wahren Wert mit 95 % Wahrscheinlichkeit einschließt.

Wie in Abbildung 3.8 zu sehen ist, weisen die trainierten Modelle von 199 Maschinen für das maximale Drehmoment, die maximale mechanische Leistung und den Zykluswirkungsgrad eine sehr gute Vorhersagegenauigkeit auf, während die Abweichungen bei den Eisenverlusten größer sind. Die maximale prozentuale Vorhersageabweichung der Eisenverluste beträgt 15,4 %, wobei diese für das maximale Drehmoment und die maximale mechanische Leistung knapp 2 % und für den Zykluswirkungsgrad nur 0,2 % betragen. Zur Veranschaulichung der Modellgenauigkeit werden in Tabelle 3.4 der mittlere absolute Fehler ( $\sigma_{m, \text{abs}}$ ) und der mittlere prozentuale Fehler ( $\sigma_{m, \text{proz}}$ ) unter Verwendung des Mean Absolute Error (MAE) in Gleichung (3.26) und des Weighted Average Percentage Error (WAPE) in Gleichung (3.27) berechnet. Dabei ist  $\hat{y}_j$  der vom Modell vorhergesagte Wert und  $y_j$  der beobachtete Wert, in diesem Fall aus der numerischen Simulation.  $n$  ist die Anzahl der Testdaten.

$$\sigma_{m, \text{abs}} = \frac{\sum(|y_j - \hat{y}_j|)}{n} \quad (3.26)$$

$$\sigma_{m, \text{proz}} = \frac{\sum(|y_j - \hat{y}_j|)}{\sum|y_j|} \cdot 100\% \quad (3.27)$$

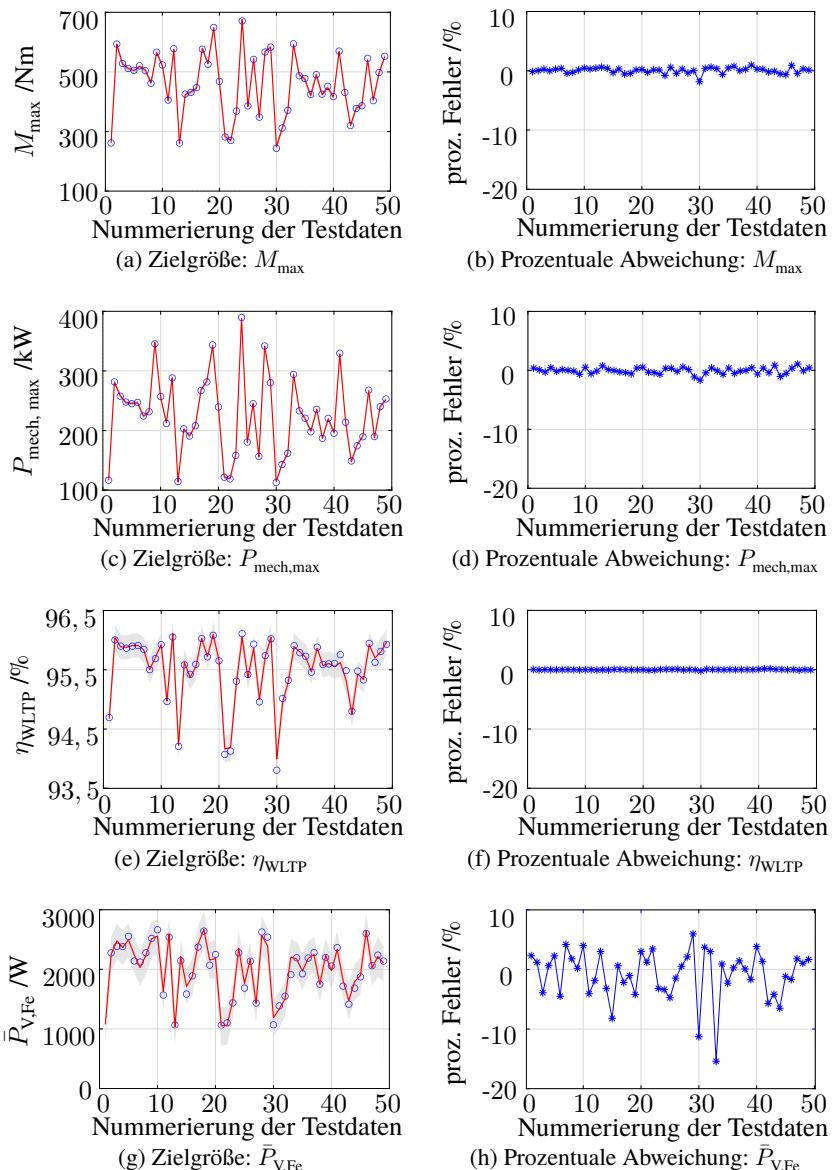


Abbildung 3.8: Zielgrößen (links) und prozentuale Abweichungen (rechts, blaues Sternchen): FEM- (blauer Kreis) und prädizierte Größen (rot) mit 95 % Konfidenzintervall (grau)

Tabelle 3.4: Maximale ( $\sigma_{\max}$ ) und mittlere ( $\sigma_m$ ) Abweichung der trainierten Modelle

Trainierte Zielgrößen	$ \sigma_{\max} $ in %	$\sigma_{m,\text{abs}}$	$\sigma_{m,\text{proz}}$
$M_{\max}$	1,8 %	1,7 Nm	0,4 %
$P_{\text{mech, max}}$	1,7 %	0,9 kW	0,4 %
$\eta_{\text{WLTP}}$	0,2 %	0,04 %	0,04 %
$\bar{P}_{V,\text{Fe}}$	15,4 %	57,9 W	2,9 %

In weiteren Untersuchungen führen das Training der Eisenverluste an nur einem Betriebspunkt, das Training mit weiteren Kernelfunktionen der GPR sowie die Erhöhung der Trainingsdaten auf 250 Maschinen zu keiner wesentlichen Verbesserung der Trainingsgenauigkeit. Es ist daher festzustellen, dass die Bestimmung der Eisenverluste aus dem zeitlichen Verlauf der Flussdichte in jedem Netzelement aufgrund der höheren Komplexität eine geringere Vorhersagbarkeit aufweist als die drei anderen ausgewählten Zielgrößen. Bei gleicher Menge an Trainingsdaten ist bei der Vorhersage von Eisenverlusten mit einer größeren Abweichung und einem breiteren Konfidenzintervall zu rechnen. Mit einer mittleren Abweichung von 2,9 % für die Eisenverluste und weniger als 0,5 % für die anderen Größen wird die Vorhersagegenauigkeit der trainierten Modelle als zufriedenstellend und brauchbar für den Einsatz in der nachfolgenden Multizieloptimierung angesehen.

Darüber hinaus kann die Korrelationsmatrix in Tabelle 3.5 durch GPR ermittelt werden, die die lineare Abhängigkeit zwischen Eingangs- und Ausgangsvariablen beschreibt. Die Korrelationskoeffizienten in der Matrix liegen zwischen -1 und 1, wobei -1 einer direkten negativen Korrelation, 1 einer direkten positiven Korrelation und 0 keiner linearen Korrelation entspricht.

Tabelle 3.5: Korrelationsmatrix zwischen Geometrieparametern und Zielgrößen

	$\alpha_a$	$h_{RW}$	$b_{PS}$	$l_0$	$M_{\max}$	$P_{\text{mech, max}}$	$\eta_{\text{WLTP}}$	$\bar{P}_{V,\text{Fe}}$
$\alpha_a$	1	-0,06	-0,07	-0,08	0,10	0,13	0,07	0,15
$h_{RW}$	-0,06	1	-0,15	-0,34	0,63	0,67	0,49	0,48
$b_{PS}$	-0,07	-0,15	1	0,30	-0,24	-0,41	-0,07	-0,38
$l_0$	-0,08	-0,34	0,30	1	0,33	0,20	0,34	0,17

Die ersten vier Spalten beschreiben die Korrelation zwischen den einzelnen Geometrieparametern, die unabhängig voneinander gewählt werden sollten. Einige Parameterkombinationen führen jedoch zu Geometrikollisionen. Die kleinen Koeffizienten zwischen den Geometrieparametern stellen daher die Machbarkeit der Maschinengeometrie dar. Die Koeffizienten in den letzten vier Spalten charakterisieren die Tendenz der Änderung von Optimierungszielgrößen bei Variation der Geometrieparameter. Es ist ersichtlich, dass ein höheres Spitzendrehmoment und eine höhere Spitzenleistung durch eine größere Polbedeckung, eine größere Wicklungshöhe und einen schmaleren Polschaft erreicht werden können, da diese die Wicklungsflächen maximieren. Unter der Randbedingung, dass die maximale Stromdichte in der Erregerwicklung konstant bleibt, erhöht sich durch die vergrößerte Wicklungsfläche die gesamte Rotordurchflutung und damit auch das Spitzendrehmoment. Dabei führt dies zu einer Verschiebung des Mittelpunktes der Spannungsellipse in Richtung  $-I_d$  und damit zu einer Erhöhung der Spitzenleistung, wie in Kapitel 2 beschrieben. Außerdem verbessert sich der Zykluswirkungsgrad durch geringere Rotorkupferverluste, obwohl die Eisenverluste steigen. Eine Erhöhung von  $l_0$  führt zu dünneren Polschuhen, was sich ebenfalls positiv auf das Spitzendrehmoment, die Spitzenleistung und den Zykluswirkungsgrad auswirkt.

Alle oben genannten Möglichkeiten zur Optimierung der Geometrie aus elektromagnetischer Sicht führen jedoch meist zu einer Verschlechterung der mechanischen Festigkeit, was bei der anschließenden Multizieloptimierung berücksichtigt werden muss. Dazu werden Festigkeitsmodelle trainiert, mit deren Hilfe das mechanische Verhalten als zusätzliche Randbedingung in die Multizieloptimierung integriert wird. Um das mechanische DOE besser zu automatisieren, werden die statisch-mechanischen Simulationen in Ansys Mechanical (ANSYS Inc.) mit Hilfe von Ansys Parametric Design Language (APDL) durchgeführt. Die Automatisierung des DOEs erfolgt dabei durch Matlab. Das heißt, die für den Modellaufbau notwendigen Geometrieparameter werden von Matlab generiert und an Ansys übergeben. Nach jeder FEM-Simulation werden die Ansys-Ergebnisse wieder in Matlab eingelesen und weiterverarbeitet.

Die Validierung der Festigkeitsmodelle sind in Abbildung 3.9 dargestellt. Hier werden die im vorangegangenen elektromagnetischen DOE erzeugten Maschinen weiterverwendet. Grundsätzlich kann das mechanische DOE unabhängig von dem elektromagnetischen DOE durchgeführt werden. Das bedeutet, dass weder die Anzahl der verwendeten Maschinen noch deren Geometrien mit denen des zuvor dargestellten DOEs übereinstimmen müssen. Aus den Festigkeitssimulationen lassen sich zwei kritische Stellen identifizieren, nämlich im oberen Übergangsbereich zwischen Polschaft und Polschuh und im unteren Übergangs-

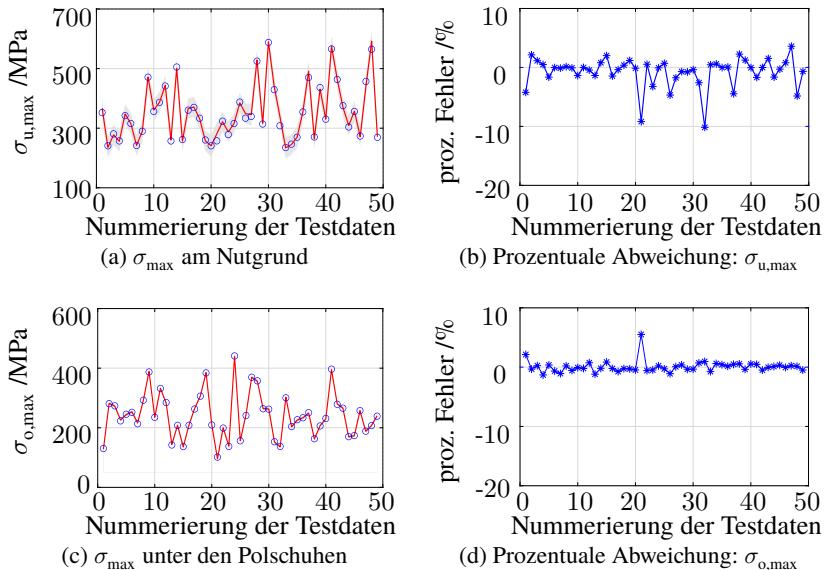


Abbildung 3.9: Von-Mises-Spannungen (links) und prozentuale (rechts, blaues Sternchen) Abweichungen: FEM- (blauer Kreis) und prädiizierte Größe (rot) mit 95 % Konfidenzintervall (grau)

bereich zwischen Polschaft und Rotorjoch, deren detaillierte Darstellung in Abschnitt 4.2 gegeben wird. Die Modelle der maximalen Spannung an den oberen und unteren Übergängen werden getrennt trainiert. Nach wie vor werden 80 % der Maschinen für das Training und 20 % für die Überprüfung eingesetzt. Die maximale Abweichung der vorhergesagten Vergleichsspannung an der unteren Rundung beträgt 10,2 %, wobei die Abweichung der meisten Maschinen unter 3,0 % liegt, siehe Abbildung 3.9 (b). Die mittlere Abweichung der Vergleichsspannung an dieser Stelle wird mit 5,6 MPa (MAE) berechnet, was einem prozentualen Fehler von 1,6 % (WAPE) entspricht. Am Übergang zwischen Polshuh und Polschaft ist die mittlere Abweichung mit 1,2 MPa absolut (MAE) und 0,5 % prozentual (WAPE) noch geringer. Hier beträgt der maximale prozentuale Fehler 5,6 %, wie in Abbildung 3.9 (d) dargestellt. Unter Berücksichtigung der dargestellten geringen Prädiktionsabweichungen werden die Modelle

zur Bewertung der mechanischen Festigkeit in der elektromagnetischen Multizieloptimierung als ausreichend genau eingestuft.

Tabelle 3.6 zeigt die Korrelationsmatrix zwischen den Geometrieparametern und den Vergleichsspannungen. Es ist zu erkennen, dass eine Vergrößerung der Wicklungsfläche die mechanischen Spannungen an den kritischen Stellen erhöhen kann. Dies kann z. B. durch größere Polbedeckungen, längere und dünnerne Polschäfte verursacht werden. Dickere Polschuhe und breitere Polschäfte sind dagegen zur Verminderung der Vergleichsspannungen von Vorteil. Ein dickeres Rotorjoch ist zudem entscheidend, um die mechanische Belastungen am Übergang zwischen Polschaft und Rotorjoch gering zu halten. Wie bereits erwähnt, führen geometrische Parameter, die das elektromagnetische Verhalten verbessern, häufig zu einer Erhöhung der mechanischen Belastung. Dies kann durch einen Vergleich der Korrelationsmatrix in Tabelle 3.6 mit der Tabelle 3.5 veranschaulicht werden. Tendenziell führt eine Vergrößerung der Polbedeckung ( $\alpha_a$ ), der Wicklungshöhe ( $h_{RW}$ ) oder eine Verringerung der Polschaftbreite ( $b_{PS}$ ) zu einem höheren Drehmoment, einer höheren Spitzenleistung und einem besseren Zykluswirkungsgrad. Dies hat jedoch eine Erhöhung der Vergleichsspannung zur Folge. Die Korrelationsmatrix bestätigt, dass eine Geometrioptimierung nur bei gleichzeitiger Berücksichtigung des elektromagnetischen und mechanischen Betriebsverhaltens zu sinnvollen Ergebnissen führt.

Tabelle 3.6: Korrelation zwischen Geometrieparametern und Vergleichsspannungen

	$\alpha_a$	$h_{RW}$	$b_{PS}$	$l_0$	$\sigma_{u, \text{max}}$	$\sigma_{o, \text{max}}$
$\alpha_a$	1	-0,06	-0,07	-0,08	0,14	0,42
$h_{RW}$	-0,06	1	-0,15	-0,34	0,24	0,54
$b_{PS}$	-0,07	-0,15	1	0,30	-0,25	-0,59
$l_0$	-0,08	-0,34	0,30	1	-0,90	0,02

### 3.3.4 Multizieloptimierung

Die Multizieloptimierung wird in Matlab mithilfe des genetischen Algorithmus realisiert [55, 56]. Mit dem Solver „gamultiobj“ wird die Pareto-Front mehrerer Zielfunktionen gesucht, wobei es sich um eine Menge von Maschinendesigns handelt, bei denen mindestens eine Zielgröße nicht weiter verbessert werden kann, ohne andere Ziele zu verschlechtern. Die Multizieloptimierung wird für

die betrachtete Rotoroptimierung mit  $10^4$  Generationen und einer Populationsgröße von 2500 Designs durchgeführt. Insgesamt dauert die Optimierung ca. vier Stunden, bis sich die Pareto-Front kaum noch ändert. Dabei wird die mechanische Festigkeit berücksichtigt, indem die bei maximaler Drehzahl auftretende mechanische Spannung den Grenzwert nicht überschreiten darf. Als Festigkeitsgrenze wird näherungsweise das 0,75-fache der Streckgrenze angesetzt, da für die noch durchzuführende 3D-Festigkeitsuntersuchung ein Sicherheitsabstand vorzusehen ist. Weitere Randbedingungen sind die Überprüfung der geometrischen Machbarkeit zur Vermeidung von Kollisionen bei Parametervariationen und ein gefordertes minimales Spitzendrehmoment von 500 Nm.

Durch die Multzieloptimierung wird die maximale Stromdichte der Erregerwicklung auf  $19,8 \text{ A/mm}^2$  festgelegt. Mit diesem Wert erreicht die später ausgewählte optimierte Maschine die angestrebte Grenzkennlinie der Referenzmaschine. Die resultierende Pareto-Front ist in Abbildung 3.10 dargestellt, während die Projektionen in den einzelnen Ebenen für verschiedene Zielgrößenpaare in Abbildung 3.11 zu sehen sind. Insgesamt werden 875 Maschinen als Pareto-Optima gesammelt. Die theoretisch maximal erreichbare Wirkleistung, berechnet aus Strangspannung und Strangstrom, beträgt 438 kW. Die durch die Multzieloptimierung erreichte maximale mechanische Leistung beträgt jedoch nur 337 kW, was zusammen mit den Verlusten immer noch deutlich unter dem theoretischen Grenzwert liegt. Der in Kapitel 2 beschriebene Betriebszustand mit  $\cos \varphi = 1$  tritt bei keiner Maschine auf.

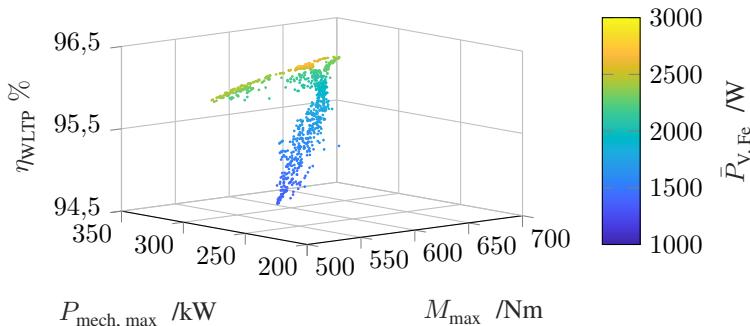


Abbildung 3.10: Pareto-Front der Multzieloptimierung unter Berücksichtigung der mechanischen Festigkeit

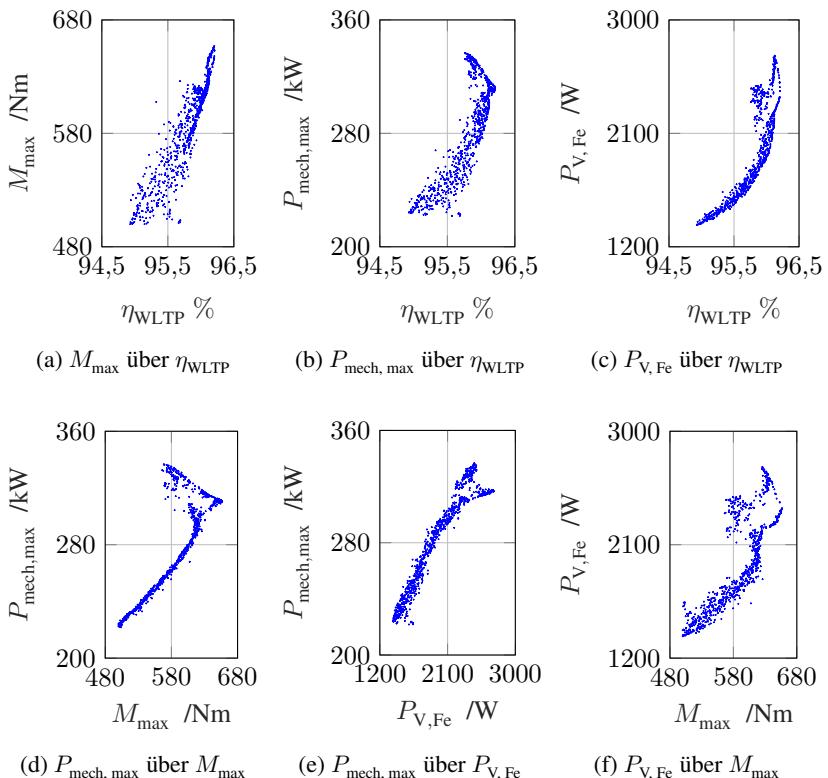
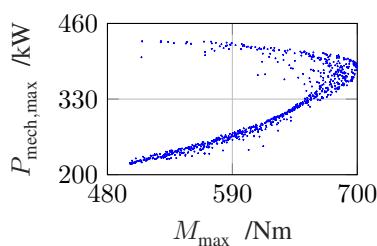


Abbildung 3.11: Pareto-Front aus der Sicht verschiedener Zielgrößenpaare

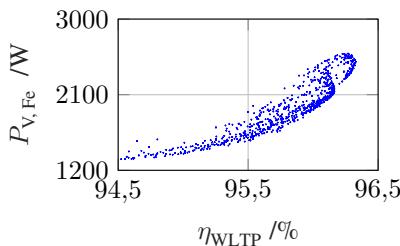
Aus Abbildungen 3.11(b) und 3.11(d) geht hervor, dass das Spitzendrehmoment und der Zykluswirkungsgrad nicht gleichzeitig mit der maximalen mechanischen Leistung maximiert werden können. Ab einem Grenzwert von ca. 300 kW sinken das erreichbare Spitzendrehmoment und der erreichbare WLTP-Zykluswirkungsgrad, wenn die Spitzenleistung weiter maximiert wird. Die Optimierung des Spitzendrehmoments führt zu einer Erhöhung des WLTP-Zykluswirkungsgrades gemäß Abbildung 3.11(a), die durch eine Reduzierung der Kupferverluste erreicht wird. In Abbildungen 3.11(e) und 3.11(f) wird veranschaulicht, dass eine Optimierung des Spitzendrehmoments und der ma-

ximalen mechanischen Leistung zu einer Erhöhung der Eisenverluste führen kann. Laut Abbildung 3.11(c) ist eine Optimierung der Eisenverluste nicht gleichbedeutend mit einer Verbesserung des Zykluswirkungsgrades. Dies liegt daran, dass die zu optimierenden Eisenverluste über drei Drehzahlen entlang der maximalen Grenzkennlinie gemittelt werden, während die Betriebspunkte des WLTP-Zyklus für die betrachteten Maschinen im Teillastbereich mit niedrigem Drehmoment liegen. Grundsätzlich können die zu optimierenden Bereiche der Eisenverluste und Wirkungsgrade aus den Wirkungsgradkennfeldern beliebig gewählt werden, ohne dass neue FEM-Simulationen gestartet werden müssen. Es ist lediglich ein erneutes Training der Modelle und eine anschließende Multizieloptimierung erforderlich.

In einer zweiten Multizieloptimierung wird die Optimierung der vier Rotorparameter ohne die Randbedingung der mechanischen Festigkeit durchgeführt. Die Projektionen der neuen Pareto-Front sind in Abbildung 3.12 dargestellt. Die neue Pareto-Front zeigt Maschinen mit noch höherer mechanischer Leistung, höherem Spitzendrehmoment, höherem WLTP-Zykluswirkungsgrad und geringeren Eisenverlusten als die der ersten Multizieloptimierung mit Einschränkung der Festigkeitsgrenze. Es gibt Maschinen mit einer maximalen mechanischen Leistung von über 400 kW. Darunter befinden sich auch die optimierten Maschinen, deren mechanische Leistung zusammen mit den Verlusten die theoretisch maximal erreichbare Wirkleistung erreicht. Bei diesen Maschinen liegt der Mittelpunkt der Spannungsellipse außerhalb des Stromkreises. Die vom Frequenzumrichter erzeugte elektrische Scheinleistung kann in bestimmten Betriebszuständen voll-



(a) Pareto-Front:  $P_{\text{mech}, \text{max}}$  über  $M_{\text{max}}$



(b) Pareto-Front:  $P_{V, \text{Fe}}$  über  $\eta_{\text{WLTP}}$

Abbildung 3.12: Zweite Multizieloptimierung ohne Einschränkung der mechanischen Festigkeit

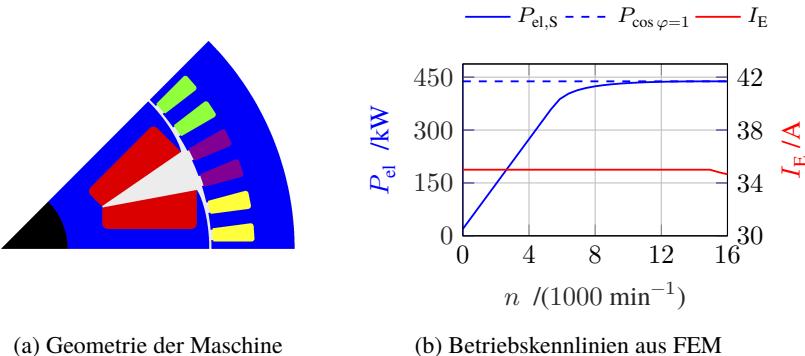


Abbildung 3.13: Optimierte Maschine mit höchster mechanischer Leistung

ständig als Wirkleistung in die Maschine eingespeist werden.

Abbildung 3.13 (a) zeigt die Geometrie der Maschine mit der höchsten Spitzenleistung, die aus der zweiten Multizieloptimierung ermittelt wird. Die Maschine hat einen schmalen Polschaft, der die Induktivität der Längsachse  $L_d$  verringert. Eine große Rotorerregung  $\Psi_R$  wird durch eine große Wicklungsfläche realisiert. Dies führt zu einem großen  $\frac{\Psi_R}{L_d}$  Verhältnis, wodurch der Mittelpunkt der Spannungsellipse außerhalb des Stromkreises verschoben und die Spitzenleistung maximiert wird. Die Geometrie bestätigt die Optimierungstendenzen, die sich aus der Korrelationsmatrix in Tabelle 3.5 ableiten lassen. Die in Abbildung 3.13 (a) dargestellte Maschine ist jedoch aufgrund des dünnen Polschuhs und des schmalen Polschafts nicht für Hochgeschwindigkeitsanwendungen geeignet. Dies kann durch die Festigkeitssimulation in Abschnitt 4.2 verdeutlicht werden.

Abbildung 3.13 (b) zeigt die Betriebskennlinien aus der FEM-Nachsimulation. Die blaue durchgezogene Linie beschreibt die in den Stator eingespeiste elektrische Wirkleistung  $P_{el,S}$ , berechnet nach Gleichung (2.8), die der Summe aus mechanischer Leistung und Verlusten entspricht. Die blaue gestrichelte Linie stellt die theoretisch maximal erreichbare Wirkleistung  $P_{\cos \varphi=1}$  dar, berechnet aus der maximalen Strangspannung und dem maximalen Strangstrom bei  $\cos \varphi = 1$ . Die rote Kurve zeigt den Verlauf des Erregerstroms  $I_E$  über den gesamten Drehzahlbereich. Die Kennlinien der Nachsimulation bestätigen die vom

GPR vorhergesagte Spitzenleistung. Die theoretisch maximal erreichbare Wirkleistung wird jedoch erst bei ca.  $15\,000\text{ min}^{-1}$  erreicht. Ab dieser Drehzahl wird der Erregerstrom, wie in Abbildung 3.13 (b) dargestellt, langsam reduziert, um die mechanische Leistung auf dem Maximalwert zu halten.

Die oben dargestellten Optimierungen zeigen, dass die Möglichkeit, eine FSM mit dem Leistungsfaktor  $\cos \varphi = 1$  zu betreiben, stark von den Auslegungsrandbedingungen abhängt. Die verwendete maximale Stromdichte beträgt  $38,5\text{ A/mm}^2$  für die Statorwicklung und  $19,8\text{ A/mm}^2$  für die Rotorwicklung. Wird dieser Betrieb angestrebt, sollte die maximale Stromdichte der Statorwicklung kleiner und die der Rotorwicklung größer gewählt werden. In der Praxis hängt dies von der Kühlungsart der Maschine ab. Da eine effektive Rotorkühlung wesentlich aufwändiger ist als die Kühlung des Stators, ist eine hohe Stromdichte der Rotorwicklung und eine Verringerung der Stromdichte der Statorwicklung wenig sinnvoll. Ein weiterer wichtiger Einflussfaktor ist die mechanische Festigkeit. Wird eine hochdrehende FSM angestrebt, so ist die Optimierungsrichtung der Geometrie oft entgegengesetzt zur Realisierung dieses Betriebszustandes. Die vorgestellte Optimierungsmethodik bietet neben der Reduzierung des Simulationsaufwandes den Vorteil, das Maschinenverhalten aus verschiedenen physikalischen Domänen effizient kombinieren zu können, um in der Praxis optimale Maschinengeometrien zu finden und Iterationsschritte im Auslegungsprozess zu minimieren.

## 3.4 Aufbau eines thermischen Netzwerks

In diesem Abschnitt wird der Aufbau eines analytischen thermischen Netzwerks im Detail beschrieben. Nach einem kurzen Rückblick auf wichtige Vorarbeiten zur thermischen Modellierung elektrischer Maschinen in Abschnitt 3.4.1 wird in Abschnitt 3.4.2 der grundlegende Modellierungsansatz T-Ersatzschaltbild (T-ESB) vorgestellt. Anschließend wird in Abschnitt 3.4.3 die Modellierung der Wärmeleitung mithilfe des T-ESBs in jedem Maschinenteil erläutert. Ein besonderes Augenmerk wird auf die Modellierung der Wicklung gelegt, da es sich um eine Mischung verschiedener Materialien handelt und sie die thermisch kritischste Stelle darstellt. Abschnitt 3.4.4 behandelt die konvektive Modellierung zwischen dem Maschinenteil und dem umgebenden Fluid. Die Bestimmung der Wärmeübergangskoeffizienten, insbesondere für den Luftspalt und einen zur Kühlung der Maschine vorgesehenen Wassermantel, ist von entscheidender Bedeutung. Anschließend wird in Abschnitt 3.4.5 auf die Lösung des gesamten Gleichungssystems eingegangen. Die Wärmestrahlung wird bei der thermischen

Modellierung aufgrund ihres geringen Anteils vernachlässigt und nicht weiter behandelt.

### 3.4.1 Rückblick auf wichtige Vorarbeiten zur thermischen Modellierung

Ausgehend von der Ähnlichkeit zwischen dem ohmschen Gesetz der Elektrotechnik und dem Fourierschen Gesetz der Wärmeleitung entstand im ersten Viertel des 20. Jahrhunderts die thermische Untersuchung einer elektrischen Maschine mithilfe eines thermischen Ersatzschaltbildes. Der Fokus lag zuerst auf größeren Maschinen [57–59]. Erst 1955 stellte Kotnik [60] ein thermisches Netzwerk für oberflächengekühlte geschlossene ASM kleiner Leistung vor. Anstatt nur bestimmte Teile einer Maschine zu modellieren, wurde ein Netzwerk der gesamten Maschine mit dezentralen Verlustquellen aufgebaut. Das Netzwerk eignete sich für Standardmotoren verschiedener Baugrößen.

Ende der 1950er Jahre untersuchten Gazley [61], Becker und Kaye [62] die Wärmekonvektion zwischen zwei konzentrischen rotierenden Zylindern. Aus experimentellen Messdaten wurden analytische Ansätze abgeleitet, die zur Modellierung des Luftspaltes verwendet werden können.

Perez und Kassakian [63] führten 1979 das wichtige T-ESB mit Kompensationswiderstand in die thermische Modellierung ein. Damit ist es möglich, die mittlere Temperatur eines Bauteils direkt aus dem Ersatzschaltbild (ESB) zu ermitteln. Mellor, Wrobel, und Simpson [64, 65] entwickelten später das T-ESB in einer allgemeinen Form weiter, sodass jedes quader- und zylinderförmige Bauteil damit modelliert werden kann. Auf dieser Grundlage wurden in den 1990er Jahren mehrere thermische Modelle vorgestellt [66–69]. Das Modell von Mellor [69] war in den letzten Jahren ein Referenzmodell für Forscher, die sich mit der thermischen Modellierung der ASM beschäftigen.

Ein thermisches Netzwerk der FSM als Traktionsmotor wurde von Brune [17] untersucht. Der Fokus liegt auf der Modellierung der Wicklung. Mittels FEM wurde die effektive Wärmeleitfähigkeit der homogenisierten Wicklung in Abhängigkeit von verschiedenen Auslegungsparametern bestimmt. Allerdings wurde nur die Wärmeleitung des Rotors betrachtet. Die Validierung des Modells erfolgte im Stillstand mit Hilfe von einem Probekörper des Rotors. Daran angelehnt entsteht in dieser Arbeit ein thermisches Modell der gesamten Maschine mit Mantelkühlung. Das Modell wird in Kapitel 6 anhand mehrerer Betriebspunkte bei verschiedenen Drehzahlen validiert. Im Folgenden wird zunächst auf die Berechnung der einzelnen thermischen Widerstände eingegangen.

### 3.4.2 Das T-Ersatzschaltbild mit dem Kompensationswiderstand

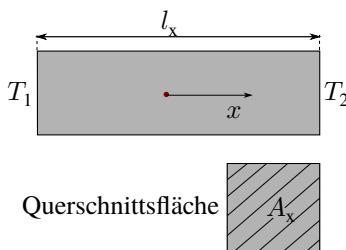
#### Eindimensionale Wärmeleitung

Das T-ESB ist ein Modell zur Beschreibung der durchschnittlichen Temperatur innerhalb eines Körpers infolge von Wärmeleitung im eindimensionalen stationären Fall. Es enthält eine innere Wärmestromquelle, die den Verlusten im Körper entspricht. Das resultierende thermische Netzwerk (Abbildung 3.14) setzt sich aus drei thermischen Widerständen, vier Knotenpunkten und einer Wärmestromquelle zusammen. Im eindimensionalen stationären Fall ohne innere Verlustquelle greift der Knoten der mittleren Temperatur  $T_m$  den Mittelpunkt zwischen  $R_{x1}$  und  $R_{x2}$ . Damit die Durchschnittstemperatur  $T_m = \frac{T_1+T_2}{2}$  gilt, folgt:

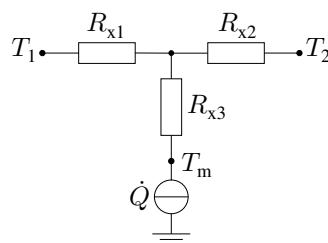
$$R_{x1} = R_{x2} = \frac{R}{2} = \frac{l_x}{2\lambda A_x} \quad (3.28)$$

wobei  $l_x$  die Länge,  $A_x$  die Querschnittsfläche und  $\lambda$  die Wärmeleitfähigkeit des Körpers sind. Nach Gleichung (3.28) ist der Knoten zwischen  $R_{x1}$  und  $R_{x2}$  gleichzeitig der geometrische Mittelpunkt des Körpers.

Bei einer angeschlossenen Verlustquelle nach Abbildung 3.14(b) wird angenommen, dass sich die Verluste im geometrischen Mittelpunkt konzentrieren, während sie in der Realität homogen im Körper verteilt sind. Dies führt zu einer erhöhten Temperatur, da die Verluste nun über die gesamten Widerstände  $R_{x1}$  und  $R_{x2}$  abgeführt werden müssen. Um die mittlere Temperatur des Körpers  $T_m$



(a) Eindimensionale Wärmeleitung



(b) Eindimensionales T-ESB

Abbildung 3.14: Eindimensionale Wärmeleitung im quaderförmigen Körper

korrekt zu ermitteln, wird ein dritter thermischer Widerstand  $R_{x3}$  mit negativem Wert eingeführt. Damit wird die Temperaturerhöhung kompensiert. Der Wert des dritten Widerstands kann durch analytische Berechnung der Wärmeleitungsgleichung bestimmt werden.

Nach [70] wird die aus dem Fourierschen Gesetz abgeleitete Wärmeleitungsgleichung in allgemeiner Form beschrieben:

$$\lambda_x \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \lambda_y \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \lambda_z \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} + \dot{q}_s = \rho c \frac{\partial T}{\partial t} \quad (3.29)$$

Gleichung (3.29) zeigt den Zusammenhang der dreidimensionalen instationären Wärmeleitung unter Berücksichtigung der anisotropen Wärmeleitfähigkeit  $\lambda$ , in allen Raumrichtungen  $x$ ,  $y$ , und  $z$  als Funktion der Zeit  $t$ . Dabei bezeichnet  $\rho$  die Dichte und  $c$  die spezifische Wärmekapazität des Mediums. Neben den Wärmeströmen infolge des Temperaturgradienten wird ein volumetrischer Quellterm  $\dot{q}_s$  berücksichtigt. Dieser beschreibt die thermische innere Energie des betrachteten Körpers und wird für die Modellierung der Verlustleistungen der Maschine benötigt. Unter der Annahme einer eindimensionalen, stationären Wärmeleitung in einem isotropen Material, kann Gleichung (3.29) zu Gleichung (3.30) vereinfacht werden.

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\dot{q}_s}{\lambda} = 0 \quad (3.30)$$

Durch zweifache Integration ergibt sich:

$$T(x) = -\frac{\dot{q}_s}{2\lambda} x^2 + C_1 x + C_2 \quad (3.31)$$

Durch das Umschreiben des volumetrischen Quellterms  $\dot{q}_s$  in Gleichung (3.32) und Einsetzen der Randbedingungen  $T(x = 0) = T_1$  und  $T(x = l_x) = T_2$  wird der eindimensionale stationäre Temperaturverlauf im Festkörper ermittelt, siehe Gleichung (3.33).

$$\dot{q}_s = \frac{\dot{Q}}{A_x l_x} \quad (3.32)$$

$$T(x) = -\frac{\dot{Q}}{2\lambda A_x l_x} x^2 + \left[ \frac{\dot{Q}}{2\lambda A_x} + \frac{T_2 - T_1}{l_x} \right] x + T_1 \quad (3.33)$$

Die mittlere Temperatur des Körpers kann durch Integration der parabolischen Temperaturverteilung analytisch bestimmt werden:

$$T_m = \frac{1}{l_x} \cdot \int_0^{l_x} T(x) dx = \frac{\dot{Q}l_x}{12\lambda A_x} + \frac{T_2 + T_1}{2} \quad (3.34)$$

Die maximale Temperatur ergibt sich aus Gleichung (3.33) bei  $\frac{\partial T}{\partial x} = 0$ :

$$\begin{aligned} T_{\max} &= \frac{\lambda A_x (T_2 - T_1)^2}{2\dot{Q}l_x} + \frac{T_1 + T_2}{2} + \frac{l_x \dot{Q}}{8\lambda A_x} \\ &= \frac{3}{2} T_m - \frac{T_1 + T_2}{4} + \frac{(T_2 - T_1)^2}{24T_m - 12(T_1 + T_2)} \end{aligned} \quad (3.35)$$

Zur Bestimmung des Widerstands  $R_{x3}$  kann die Maschengleichung des T-ESBs in Abbildung 3.14 (b) gelöst werden. Damit  $T_m$  der analytischen Lösung in Gleichung (3.34) entspricht, gilt:

$$R_{x3} = -\frac{R}{6} = -\frac{l_x}{6\lambda A_x} \quad (3.36)$$

Da in der Praxis die Wärmeleitung normalerweise nicht nur in einer Raumrichtung erfolgt, wird das T-ESB auf den mehrdimensionalen Fall erweitert.

### Mehrdimensionale Wärmeleitung

Abbildung 3.15 (a) zeigt die Wärmeleitung in den Raumrichtungen x, y und z eines quaderförmigen Körpers. Das entsprechende ESB aus der Kombination von drei T-ESB ist in Abbildung 3.15 (b) dargestellt. Für die Modellierung werden nach [63] zwei Annahmen vorausgesetzt: Die Wärmeleitung in allen Raumrichtungen ist unabhängig voneinander und in allen Raumrichtungen gilt die gleiche Durchschnittstemperatur. Die für die Modellierung erforderlichen Widerstände können in der üblichen Weise nach den Gleichungen (3.28) und (3.36) berechnet werden. Neben quaderförmigen Körpern sind auch zylindrische Körper für elektrische Maschinen von Interesse. In [65] wird die Modellierung eines zylindrischen Körpers in allgemeiner Form beschrieben. Da der zylindrische Körper und die zu modellierenden Maschinen rotationssymmetrisch sind, wird die Wär-

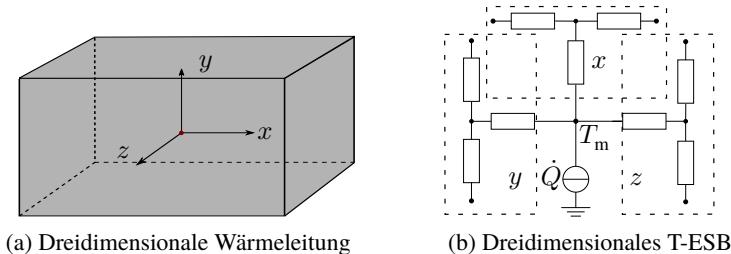


Abbildung 3.15: Dreidimensionale Wärmeleitung im quaderförmigen Körper

meleitung in tangentialer Richtung vernachlässigt. In axialer Richtung können die thermischen Widerstände wie folgt bestimmt werden:

$$R_{a1} = R_{a2} = \frac{l_x}{\alpha_z \lambda (r_2^2 - r_1^2)} \quad (3.37a)$$

$$R_{a3} = -\frac{l_x}{3\alpha_z \lambda (r_2^2 - r_1^2)} \quad (3.37b)$$

In radialer Richtung gilt:

$$R_{r1} = \frac{1}{2\alpha_z \lambda l_x} \left[ \frac{2r_2^2 \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}{r_2^2 - r_1^2} - 1 \right] \quad (3.38a)$$

$$R_{r2} = \frac{1}{2\alpha_z \lambda l_x} \left[ 1 - \frac{2r_1^2 \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}{r_2^2 - r_1^2} \right] \quad (3.38b)$$

$$R_{r3} = -\frac{1}{4\alpha_z \lambda l_x (r_2^2 - r_1^2)} \left[ r_1^2 + r_2^2 - \frac{4r_2^2 r_1^2 \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}{r_2^2 - r_1^2} \right] \quad (3.38c)$$

Der Winkel des Zylindersegments wird durch  $\alpha_z$  beschrieben.  $r_1$  und  $r_2$  sind die Innen- und Außenradien des Hohlzylinders.

### 3.4.3 Wärmeleitung

Zur Modellierung der Wärmeleitung wird die ausgelegte FSM wie in Abbildung 3.16 dargestellt unterteilt. Für jeden Teilkörper wird das T-ESB unter Berücksichtigung der mehrdimensionalen Wärmeleitung implementiert. Die mittlere Temperatur der einzelnen Teile  $T_m$  kann durch Lösen von linearen Gleichungen des ESBs ermittelt werden. Die maximale Temperatur  $T_{\max}$  ergibt sich aus  $T_m$  nach Gleichung (3.35). Bei der in Kapitel 4 ausgelegten HSM unterscheidet sich die Geometrie nur im Polschuhbereich von der FSM. Nachfolgend wird die Modellierung der Einzelteile erläutert.

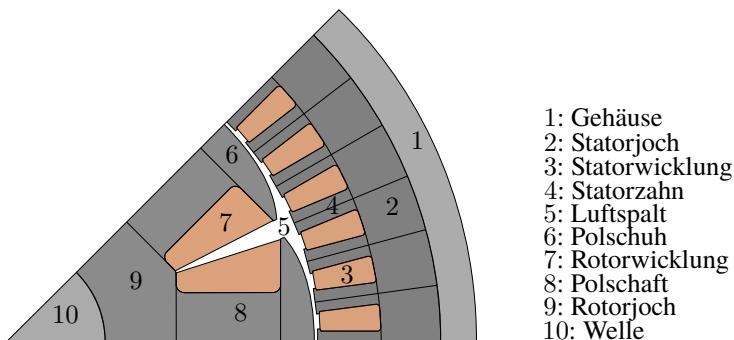


Abbildung 3.16: Aufteilung der FSM in Einzelteile

### Wärmeleitfähigkeit des Blechpaket

Der aktive Teil der Maschine besteht aus paketierten Elektroblechen. Zur Unterdrückung von Wirbelstromverlusten ist die Oberfläche der Elektrobleche mit Backlack beschichtet. Aufgrund der geringen Wärmeleitfähigkeit des Backlacks kann sich die Wärmeleitfähigkeit des gesamten Blechpaket in verschiedenen Raumrichtungen deutlich unterscheiden. In Stapelrichtung sind die Elektrobleche und der Backlack hintereinander angeordnet. Je nach Stapelverfahren ist Luft zwischen den Blechen eingeschlossen, die die Wärmeleitung in Stapelrichtung zusätzlich erschwert. In Anlehnung an die Elektrotechnik sind die Wärmewiderstände bei einer seriellen Anordnung zu addieren. Daraus ergibt sich die äquivalente Wärmeleitfähigkeit  $\lambda_{\text{äqv}, a}$  in Stapelrichtung nach Gleichung (3.39b).  $k$  beschreibt den Blech-, Backlack- bzw. Luftanteil der gesamten Blechpaket-

länge.  $A$  ist die Querschnittsfläche des Blechpaketes.  $\lambda$  ist die Wärmeleitfähigkeit des jeweiligen Werkstoffes.

$$\frac{k_{\text{Fe}} l_{\text{aktiv}}}{\lambda_{\text{Fe}} A} + \frac{k_{\text{Lack}} l_{\text{aktiv}}}{\lambda_{\text{Lack}} A} + \frac{k_{\text{Luft}} l_{\text{aktiv}}}{\lambda_{\text{Luft}} A} = \frac{l_{\text{aktiv}}}{\lambda_{\text{äqv,a}} A} \quad (3.39\text{a})$$

$$\lambda_{\text{äqv,a}} = \frac{\lambda_{\text{Fe}} \lambda_{\text{Lack}} \lambda_{\text{Luft}}}{k_{\text{Fe}} \lambda_{\text{Lack}} \lambda_{\text{Luft}} + k_{\text{Lack}} \lambda_{\text{Fe}} \lambda_{\text{Luft}} + k_{\text{Luft}} \lambda_{\text{Fe}} \lambda_{\text{Lack}}} \quad (3.39\text{b})$$

Quer zur Stapelrichtung sind das Aktivmaterial, der Backlack und die Lufteinschlüsse parallel angeordnet. Die Wärmeleitfähigkeiten der einzelnen Materialien sind anteilig zu addieren. Daraus ergibt sich die äquivalente Wärmeleitfähigkeit in Querrichtung  $\lambda_{\text{äqv,r}}$ :

$$\lambda_{\text{äqv,r}} = \lambda_{\text{Fe}} k_{\text{Fe}} + \lambda_{\text{Lack}} k_{\text{Lack}} + \lambda_{\text{Luft}} k_{\text{Luft}} \quad (3.40)$$

Der Stapelfaktor beträgt nach Herstellerangaben ca. 0,97. Die Dicke des Backlacks bzw. des aktiven Materials eines Bleches beträgt 8 µm bzw. 300 µm. Daraus lassen sich die Anteile von Elektroblech, Backlack und Luft bestimmen:

$$\begin{aligned} k_{\text{Fe}} &= 0,97 \\ k_{\text{Lack}} &= \frac{8 \cdot 0,97}{300} = 0,026 \\ k_{\text{Luft}} &= 1 - 0,97 - 0,026 = 0,004 \end{aligned} \quad (3.41)$$

Mit der Wärmeleitfähigkeit des aktiven Materials von 19,3 W/(m K) ergibt sich die axiale Wärmeleitfähigkeit  $\lambda_{\text{äqv,a}} = 2,24 \text{ W}/(\text{m K})$  und die radiale Wärmeleitfähigkeit  $\lambda_{\text{äqv,r}} = 18,72 \text{ W}/(\text{m K})$ .

## Stator- und Rotorjoch

Stator- und Rotorjoch werden mit T-ESB als Hohlzylinder modelliert. Das Rotorjoch wird als volumengleicher zylindrischer Körper mit angepasstem Außendurchmesser angenommen. Weiterhin wird die Konvektion an den Stirnseiten des Blechpaketes vernachlässigt, was auf die stirnseitigen Isolierscheiben des Stators und die später im Kapitel 4 vorgestellten Wickelhilfen des Rotors zurückzuführen ist. Die geringe Konvektion an der Stirnseite des Stators wird durch zusätzliche Isolierscheiben weiter reduziert und die Wärmeleitfähigkeit des für

die Wickelhilfe verwendeten glasfaserverstärkten Kunststoffs (GFK) beträgt laut Datenblatt nur  $0,3 \text{ W}/(\text{m K})$ . Daher werden im Gegensatz zu den radialen Wärmeströmen die axialen Wärmeströme im Blechpaket nicht weiter berücksichtigt.

### **Statorzahn, Zahnhkopf und Polschaft**

Statorzahn, Statorzahnhkopf und Polschaft werden mit T-ESB als quaderförmige Körper modelliert. Axiale Wärmeströme werden wie oben beschrieben vernachlässigt.

### **Polschuh**

Ein Polschuh wird als quaderförmiger Körper modelliert, dessen Volumen der ursprünglichen Form eines Polschuhs entspricht. Bei der HSM ist die Wärmeleitfähigkeit der Magnete etwa halb so groß wie die des Aktivmaterials, nämlich  $\lambda_{PM} = 8 \text{ W}/(\text{m K})$ , wobei sie 8,3 % des Volumens des gesamten Polschuhs ausmachen. Aufgrund des geringen Anteils werden die Magnete im Polschuh nicht separat modelliert. Die Magnetverluste werden jedoch berücksichtigt und sind in den Eisenverlusten des Polschuhs enthalten.

### **Statorwicklung und Statorwickelkopf**

Die Modellierung von Wicklungen und Wickelköpfen stellt einen wichtigen Baustein des gesamten Netzwerks dar. Dies ist jedoch nicht trivial, da es sich bei der Wicklungsfläche um einen Multimaterialbereich aus Kupferdrähten, Drahtisolierung, Imprägnierung und Lufteinschlüssen handelt, siehe Abbildung 3.17. Außerdem ist die Lage der Lufteinschlüsse und der einzelnen Drähte unbekannt und variiert je nach Maschine und Fertigungsprozess. In der Literatur werden hauptsächlich zwei Modellierungsansätze verwendet. Die Wicklung mit mehreren Runddrähten kann, wie in [71] beschrieben, als Schichtmodell modelliert werden. Das Schichtmodell und das zugehörige ESB sind in Abbildung 3.18 dargestellt. Bei dieser Methode wird angenommen, dass Kupferdrähte mit gleichem Abstand zum Blechpaket die gleiche Wicklungstemperatur haben. Diese Drähte werden zu einer Kupferschicht mit gleichem Abstand zum Blechpaket zusammengefasst. Die gesamte Kupferfläche aller Schichten sollte der durch den Kupferfüllfaktor und die Nutfläche definierten Kupfermenge entsprechen. Auf die Oberfläche der Kupferschicht wird eine dünne Schicht Isolationsslack modelliert. Das verbleibende Volumen zwischen den Kupferschichten wird mit



Abbildung 3.17: Beispiel der Statorwicklung in einer Nut

Epoxidharz dargestellt. Da das Epoxidharz Lufteinschlüsse enthält, ist eine äquivalente Wärmeleitfähigkeit der Imprägnierung zu bestimmen. Nach dem Ansatz in [72] kann die Wärmeleitfähigkeit zweier heterogen vermischter Medien, in diesem Fall nach dem Luftpanteil, berechnet werden. Die äußerste Schicht am Rand der Nut ist die Nutauskleidung. Abbildung 3.18 (b) zeigt, dass jede Kupferschicht mit einer separaten Verlustquelle modelliert werden muss. Dies führt dazu, dass die Teilmodelle der einzelnen Schichten nicht miteinander kombiniert werden können und die Anzahl der Knoten zunimmt. Zudem werden zusätzliche Modellierungsvariablen eingeführt, nämlich die Dicke und die Anzahl der Schichten, die zunächst definiert werden müssen. Um die Anzahl der Variablen zu reduzieren, schlägt Staton [71] vor, den blanken Drahtdurchmesser als Dicke der Kupferschicht zu verwenden. Schließlich sollte die äußere Harzsicht zwischen der Nutauskleidung und der äußeren Kupferschicht dünner ausfallen als die übrigen Harzsichten, da viele Runddrähte in direktem Kontakt mit der Nutauskleidung stehen, siehe Abbildung 3.17. Diese Dicke kann nachträglich durch Abgleich mit Simulationen oder Messergebnissen angepasst werden.

Alternativ zum Schichtmodell kann die gesamte Wicklungsfläche als homogenes Material mit äquivalenter Wärmeleitfähigkeit betrachtet werden. Dies reduziert den Modellierungsaufwand und die Anzahl der Modellierungsvariablen erheblich. Je nach Kupferfüllfaktor, Drahtabstand, Drahtanordnung und Lufteinschlussanteil variiert lediglich die äquivalente Wärmeleitfähigkeit. Daher ist die Bestimmung der Wärmeleitfähigkeit der homogenisierten Wicklungsfläche die Kernaufgabe. Analytisch kann dies mit dem Ansatz von Unger [73] bestimmt werden. Die Anordnung der Drähte wird in nebeneinanderliegende oder versetzte Drahtlagen unterschieden. Praktisch sind die genaue Anordnung

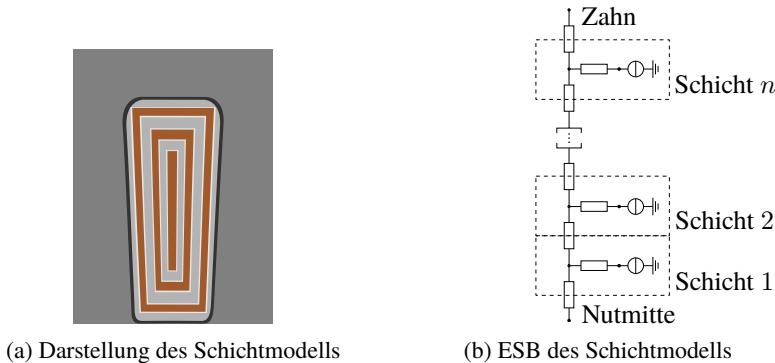


Abbildung 3.18: Modellierung der Wicklung als Schichtmodell

der Drähte und der Anteil der Lufteinschlüsse jedoch nicht bekannt. Die dadurch analytisch ermittelte Wärmeleitfähigkeit dient als Richtwert, der später durch Messung kalibriert werden soll. Bei einer Wärmeleitfähigkeit des Harzes von  $\lambda_{\text{imp}} = 0,2 \text{ W}/(\text{m K})$ , einem blanken Drahdurchmesser der Statorwicklung von  $d = 0,63 \text{ mm}$  und einer Lackdicke entsprechend dem Maximalwert nach [74] ergibt sich nach dem Ansatz von Unger eine äquivalente Wärmeleitfähigkeit der Statorwicklung zwischen  $0,8 \text{ W}/(\text{m K})$  (nebeneinanderliegend) und  $1,38 \text{ W}/(\text{m K})$  (versetzt). In [17] wird auch die homogene Wärmeleitfähigkeit untersucht. Statt rein analytisch wird die homogene Wärmeleitfähigkeit für nebeneinanderliegend und versetzt angeordnete Drähte mit Hilfe von FEM bestimmt. Der Kupferfüllfaktor wird durch Variation des Drahtabstandes variiert. Die unterschiedliche Wärmeleitfähigkeit der Imprägnierung wird bei der Untersuchung berücksichtigt.

In dieser Arbeit wird die Methode der homogenisierten Wicklungsfläche angewendet. Dabei wird die in [39] vorgestellte Vereinfachung des Wärmestroms in der Nut umgesetzt. Da die Nuten schmal im Verhältnis zur Höhe sind, wird angenommen, dass der Wärmestrom auf dem kürzesten Weg in die Zähne fließt, wie in Abbildung 3.19 dargestellt. Da die Nut symmetrische zur Nutmittellinie ist, bleibt der Knoten der Nutmittellinie offen und der Wärmestrom fließt in Richtung der Nutauskleidung. Außerdem werden Nuten als quaderförmiger Körper angenommen. Die Modellierung mithilfe des T-ESBs wird implementiert.

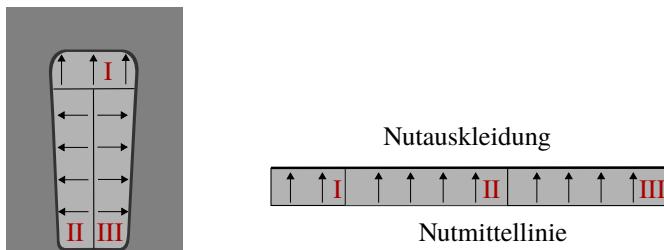


Abbildung 3.19: Modellierung der Statorwicklung

Die Wickelköpfe der beiden axialen Enden sind jeweils als Ringkern modelliert. Hier findet die Wärmekonvektion mit der Luft im Stirnraum statt. Die meisten Verluste werden jedoch axial über die Wicklungen und dann radial über das Gehäuse und den Wassermantel abgeführt. Das T-ESB der Wicklungen und Wickelköpfe muss um die axiale Wärmeleitung erweitert werden. Bei der Modellierung wird die axiale Wärmeleitung lediglich im Kupfer berücksichtigt, da die Wärmeleitfähigkeit des Kupfers ( $395 \text{ W}/(\text{m K})$ ) deutlich höher ist als die des Harzes ( $0,2 \text{ W}/(\text{m K})$ ).

### Rotorwicklung und Rotorwickelkopf

Die Modellierung der Rotorwicklung erfolgt analog zur Statorwicklung, indem die homogenisierte Wicklungsfläche zu zwei quaderförmigen Körpern vereinfacht wird, siehe Abbildung 3.20. Es wird angenommen, dass der Wärmestrom

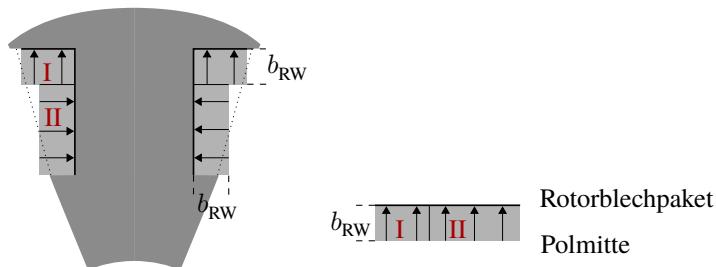


Abbildung 3.20: Modellierung der Rotorwicklung

auf dem kürzesten Weg durch die Nutauskleidung in die Polschuhe bzw. in die Rotorzähne fließt. Bei Verwendung dickerer Drähte mit einem blanken Durchmesser von  $d = 1,5 \text{ mm}$  liegt die analytisch ermittelte äquivalente Wärmeleitfähigkeit zwischen  $1,5 \text{ W}/(\text{m K})$  im nebeneinanderliegenden und  $2,8 \text{ W}/(\text{m K})$  im versetzten Fall. Jeder Rotorwickelkopf stellt einen trichterförmigen Halbkreis dar. Die für die Berechnung des axialen Wärmewiderstands erforderliche Drahtlänge wird aus der Wickelkopfgeometrie gemittelt. Alternativ kann die Wickelkopflänge durch Widerstandsmessung bestimmt werden.

### Lager, Lagerschild, Welle

Die Modellierung der Lager ist für die betrachtete Maschine unerlässlich, da über Welle, Lager und Lagerschild ein weiterer Pfad für den Wärmestrom der Rotorverluste gebildet wird. In [75, 76] finden sich detaillierte Untersuchungen zum Übergangswiderstand eines Lagers. Eine detaillierte Modellierung der Wälzlager wird im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht angestrebt, da dies angesichts des damit verbundenen Modellierungsaufwands und des dominierenden Wärmestrompfades über den Luftspalt nicht notwendig ist. In diesem Fall wird zur Vereinfachung der gesamte Wärmewiderstand  $R$  vom Innen- zum Außenring eines Lagers in zwei Widerstände von je  $R/2$  aufgeteilt, die die Übergänge zwischen Kugel und Ring darstellen. Lagerverluste treten im Mittelknoten der beiden Widerstände auf. Aufgrund der Ähnlichkeit in Bauart und Abmessungen der verwendeten Lager wird der drehzahlabhängige Übergangswiderstand aus [67] übernommen.

Die Welle wird in drei Abschnitte unterteilt: unterhalb des Blechpakets, unterhalb der Lager und im dazwischenliegenden Bereich. Die Lagerschilde sind zwei Hohlzylinder, deren Außenbereiche direkt durch den Wassermantel gekühlt werden. Damit ist der Wärmestrompfad über die Welle, die Lager und die Lagerschilde vollständig.

### Kontaktwiderstand

An der Kontaktflächen zweier Körper treten zusätzliche Übergangswiderstände auf. Aufgrund der Oberflächenrauheit sind die Kontaktflächen wesentlich kleiner als die geometrisch dargestellten Flächen, wie in Abbildung 3.21 (a) gezeigt. In den Hohlräumen befinden sich Lufteinschlüsse, die den Wärmetransport erschweren. Eine Möglichkeit den Kontaktwiderstand zu modellieren besteht darin, ihn durch die Wärmeleitung einer Luftsicht zu ersetzen. Die Materialien und Rauheiten der Kontaktflächen werden durch die Dicke des Luftpalts

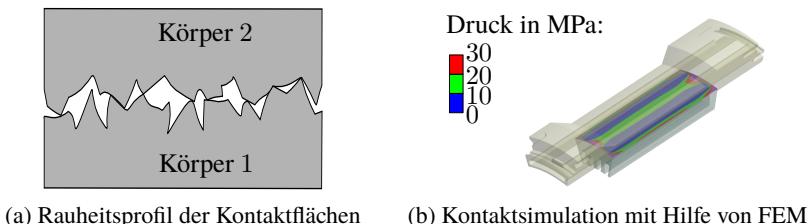


Abbildung 3.21: Untersuchung des Kontaktwiderstands

charakterisiert. In [71] sind empirisch ermittelte Widerstände für verschiedene Materialien und Rauheiten sowie die umgerechnete Dicke des äquivalenten Luftspalts angegeben. Je nach Material und Rauheit variiert die äquivalente Dicke des Luftspalts zwischen  $1\text{ }\mu\text{m}$  und  $17\text{ }\mu\text{m}$ . Mellor [69] konzentriert sich auf die Charakterisierung des Kontaktwiderstands zwischen Stator und Gehäuse durch den Kontaktdruck auf der Grundlage der Vorarbeiten von Brunot [77] und Shlykov [78]. Ein Vergleich der beiden Ansätze wird mit Hilfe von FEM durchgeführt. Der Kontakt zwischen dem Statorblechpaket und dem Gehäuse wird in Ansys entsprechend der später im Prototyp vorgesehenen Presspassung simuliert, siehe Abbildung 3.21 (b). Bei einem mittleren Kontaktdruck von ca.  $10\text{ MPa}$  beträgt der Kontaktwiderstand nach dem Ansatz von Mellor ca.  $3,6 \times 10^{-3}\text{ K/W}$ . Dieser Wert entspricht einem Luftspalt von  $10\text{ }\mu\text{m}$ , was mit dem von Staton angegebenen Wertebereich übereinstimmt. Da die Rauheit der Kontaktflächen nicht bekannt ist und der Kontaktdruck je nach Temperatur und Passung variieren kann, werden die Kontaktwiderstände vereinfachend als Luftspalte mit einer Dicke von  $15\text{ }\mu\text{m}$  modelliert.

### 3.4.4 Konvektiver Wärmeübergang

Neben der Wärmeleitung kann der Wärmestrom auch durch Konvektion übertragen werden. Im Gegensatz zur Wärmeleitung trägt bei der Konvektion die Strömungsgeschwindigkeit wesentlich zum Wärmeübergang bei. Nachfolgend werden die wichtigsten Konvektionsarten der ausgelegten Maschine betrachtet.

## Luftspalt

Der Luftspalt stellt für die betrachtete Maschine den wichtigsten konvektiven Übergang dar, da die Rotorverluste hauptsächlich über diesen abgeführt werden. Der drehzahlabhängige Übergangskoeffizient wird in Anlehnung an die Arbeit von Becker und Kaye [62] für zwei konzentrische Zylinder modelliert. Für rotierende Innenzyylinder ohne axiale Strömung wurden die folgenden Korrelationen ermittelt:

$$0 \leq \text{Ta}_m < 1700 : \quad \text{Nu} = 2 \quad (3.42)$$

$$1700 \leq \text{Ta}_m < 10^4 : \quad \text{Nu} = 0,128 \cdot \text{Ta}_m^{0,367} \quad (3.43)$$

$$10^4 \leq \text{Ta}_m < 10^7 : \quad \text{Nu} = 0,409 \cdot \text{Ta}_m^{0,241} \quad (3.44)$$

Die modifizierte Taylor-Zahl  $\text{Ta}_m$  ist ein dimensionsloser Kennwert zur Beschreibung des Auftretens von Taylor-Wirbeln. Sie wird nach Gleichung (3.45) berechnet, wobei  $\omega_{\text{mech}}$  die Winkelgeschwindigkeit des Rotors ist. Zusätzlich beschreibt  $r_{\delta i}$  den Innenradius und  $r_{\delta a}$  den Außenradius des Luftspaltes.  $r_m$  ist der mittlere Radius, der nach  $r_m = (r_{\delta i} + r_{\delta a})/2$  berechnet wird.  $F_g$  ist ein Formfaktor, der hier für den schmalen Luftspalt mit 1 angenommen wird.

$$\text{Ta}_m = \frac{\omega_{\text{mech}}^2 r_m (r_{\delta a} - r_{\delta i})^3}{\nu} \cdot \frac{1}{F_g} \quad (3.45)$$

Bei  $\text{Ta}_m < 1700$  handelt es sich um eine laminare Strömung. Damit ist die Nußelt-Zahl von  $\text{Nu} = 2$  und es liegt reine Wärmeleitung über den Luftspalt vor. Steigt die Taylor-Zahl über 1700, bilden sich neben der laminaren Strömung ringförmige Wirbel (Taylor-Wirbel) aus. Liegt die Taylor-Zahl zwischen  $10^4$  und  $10^7$ , entwickeln sich die Wirbel zu periodischen Wellen. Mit weiter steigender Taylor-Zahl zeigt die Strömung rein turbulente Eigenschaften.

Eine Schwierigkeit bei der Modellierung des Luftspaltes besteht darin, dass weder die Außenseite des Rotors noch die Innenseite des Stators glatte Flächen sind. Dies kann aus der Abbildung 3.22 (a) erkannt werden. Zum einen ist der Innen- bzw. Außenradius des Luftspaltes nicht konstant, zum anderen führen die Nutöffnungen sowie die später aus der mechanischen Auslegung in Abschnitt 4.2 eingeführten Zwischenschieber zu einer Strömung mit erhöhtem Turbulenzgrad. Obwohl der Einfluss von genuteten Oberflächen auf konzentrisch rotierende Zylinder untersucht wurde [61, 79], unterscheidet sich die Form des betrachteten Luftspaltes deutlich von den Vorarbeiten. Zur Berechnung der Taylor-Zahl wird nun ein mittlerer Rotoräußenradius ( $r_{\delta i} = 77,3 \text{ mm}$ ) und ein mittlerer Sta-

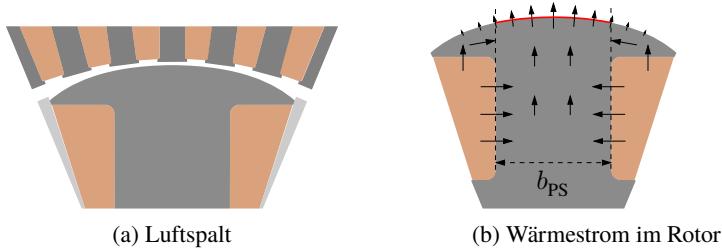


Abbildung 3.22: Wärmeübergang im Bereich des Luftpaltes

torinnenradius ( $r_{\delta a} = 79,1 \text{ mm}$ ) verwendet, deren umschlossene Fläche der Fläche des ursprünglichen Luftpaltes entspricht. Darüber hinaus wird der Einfluss des erhöhten Turbulenzgrades pauschal durch einen Korrekturfaktor auf die Taylor-Zahl berücksichtigt, der durch einen Modellabgleich mit Messergebnissen festgelegt werden soll.

Der Wärmeübergangskoeffizient  $\alpha$  wird nach Gleichung (3.46) mithilfe der ermittelten Nußelt-Zahl bestimmt, wobei  $L$  eine charakteristische Länge und  $\lambda$  die Wärmeleitfähigkeit der Luft ist.

$$\text{Nu} = \frac{\alpha L}{\lambda} \quad (3.46)$$

Nach [80] ist die charakteristische Länge  $L = 2\delta$ , d. h. die doppelte Luftspaltweite. Die Luftspaltweite  $\delta$  darf jedoch nicht aus den zuvor eingeführten mittleren Radien  $r_{\delta i}$  und  $r_{\delta a}$  berechnet werden. Die Hypothese ist, dass sich der Wärmestrom im mittleren Bereich des Polshuhs konzentriert und auf kürzerem Weg durch den Luftspalt fließt, da das Aktivmaterial eine wesentlich höhere Wärmeleitfähigkeit als Luft besitzt. Dies ist in Abbildung 3.22 (b) dargestellt. In diesem Fall soll die effektive Luftspaltweite über einen kleineren Bereich gemittelt werden. Die über den rot markierten Bereich gemittelte äquivalente Luftspaltweite beträgt  $0,97 \text{ mm}$ , wobei die kleinste Luftspaltweite  $0,9 \text{ mm}$  ist. Im Gegensatz dazu ist der durch mittleren Radien bestimmte äquivalente Luftspalt deutlich größer, was zu einer Erhöhung des Übergangswiderstands führt.

## Wassermantel

Zur Kühlung der Maschine ist ein Wassermantel vorgesehen. Der Übergangswiderstand zwischen den Wasserkanälen und dem durchströmenden Kühlmittel, in diesem Fall dem Wasser-Glykol-Gemisch, soll genau bestimmt werden. Hier wird der empirische Ansatz der Wärmeübertragung bei erzwungener Konvektion für durchströmte Rohre von Gnielinski nach [70] implementiert. Zunächst wird die Reynolds-Zahl, die die Art der Strömung charakterisiert, nach Gleichung (3.47) berechnet.

$$\text{Re} = \frac{wL}{\nu} \quad (3.47)$$

$w$  ist die Strömungsgeschwindigkeit und  $\nu$  die kinematische Viskosität des Fluids. Die charakteristische Länge  $L$  bezeichnet die Abmessung der Geometrie des betrachteten Problems, die in diesem Fall durch den hydraulischen Durchmesser  $d_h$  in Gleichung (3.48) definiert ist. Darin ist  $A$  die Querschnittsfläche des Wasserkanals und  $U$  sein Umfang.

$$d_h = \frac{4A}{U} \quad (3.48)$$

Bei laminarer Strömung  $\text{Re} \leq 2300$  ergibt sich die über die gesamte Strömungslänge  $l$  gemittelte Nußelt-Zahl aus Gleichung (3.49), wobei die entsprechenden Komponenten aus Gleichungen (3.50) bis (3.52) bestimmt werden können.

$$\text{Nu}_{m,L} = [\text{Nu}_{m,L,1}^3 + 0,6^3 + (\text{Nu}_{m,L,2} - 0,6)^3 + \text{Nu}_{m,L,3}^3]^{1/3} \quad (3.49)$$

$$\text{Nu}_{m,L,1} = 4,364 \quad (3.50)$$

$$\text{Nu}_{m,L,2} = 1,953 \left( \text{Re} \Pr \frac{d_h}{l} \right)^{1/3} \quad (3.51)$$

$$\text{Nu}_{m,L,3} = 0,924 \Pr^{1/3} \left( \text{Re} \frac{d_h}{l} \right)^{1/2} \quad (3.52)$$

Eine rein turbulente Strömung liegt oberhalb einer Reynolds-Zahl von  $10^4$  vor. Die mittlere Nußelt-Zahl kann durch Gleichungen (3.53) und (3.54) beschrieben werden.

$$\text{Nu}_{m,T} = \frac{(\xi/8) \text{Re} \Pr}{1 + 12,7 \sqrt{\xi/8} (\Pr^{2/3} - 1)} \left[ 1 + \left( \frac{d_h}{l} \right)^{2/3} \right] \quad (3.53)$$

$$\xi = (1,8 \log_{10} \text{Re} - 1,5)^{-2} \quad (3.54)$$

Liegt die Reynolds-Zahl dazwischen, nämlich  $2300 < \text{Re} < 10^4$ , so gilt dies als Übergangsbereich. Die mittlere Nußelt-Zahl wird mit einem Intermittenzfaktor  $\gamma$  aus der Nußelt-Zahl für laminare Strömung bei  $\text{Re} = 2300$  und der Nußelt-Zahl für turbulente Strömung bei  $\text{Re} = 10^4$  gewichtet. Die mittlere Nußelt-Zahl des Übergangsbereichs kann aus

$$\text{Nu}_{m,\bar{U}} = (1 - \gamma) \text{Nu}_{m,L,2300} + \gamma \text{Nu}_{m,T,10^4} \quad (3.55)$$

mit

$$\gamma = \frac{\text{Re} - 2300}{10^4 - 2300} \quad \text{und} \quad 0 \leq \gamma \leq 1 \quad (3.56)$$

ausgedrückt werden. Der Übergangskoeffizient  $\alpha$  wird wie üblich aus der Nußelt-Zahl nach Gleichung (3.46) bestimmt und damit auch der konvektive Übergangswiderstand. Bei Verwendung eines 50 %-50 % Wasser-Glykol-Gemisches mit einer Vorlauftemperatur von 65 °C und einem Durchflussvolumen von 7,5 L/min beträgt der Übergangskoeffizient 1896,5 W/(m² K). Der Übergangswiderstand des Wassermantels beträgt somit 0,0034 K/W.

### Stirnseitige Konvektion

Der wichtigste stirnseitige konvektive Wärmeübergang findet an den Rotorwickelköpfen statt. Alle Wickelköpfe einer Stirnseite werden gemeinsam betrachtet und näherungsweise als eine rotierende Kreisscheibe modelliert, deren Übergangswiderstand zum Stirnraum drehzahlabhängig ist. Die lokale Reynolds-Zahl einer rotierenden Scheibe nach Gleichung (3.57) charakterisiert die Strömungsart in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit des Rotors  $\omega_{\text{mech}}$ , dem mittleren Radius des Wickelkopfes  $r_{m,Wk}$  und der kinematischen Viskosität der Luft  $\nu_{\text{air}}$ .

$$\text{Re}_{\text{rot}} = \frac{\omega_{\text{mech}} r_{m,Wk}}{\nu_{\text{air}}} \quad (3.57)$$

Bei laminarer Strömung gilt der empirische Ansatz nach Gleichung (3.58). Die Nußelt-Zahl der turbulenten Strömung kann nach Gleichung (3.59) beschrieben werden.

$$\text{Nu}_{Wk,R,\text{lam}} = 0,3286(\text{Re}_{\text{rot}})^{0,5} \quad (3.58)$$

$$\text{Nu}_{Wk,R,\text{tur}} = 0,0196(\text{Re}_{\text{rot}})^{0,8} \quad (3.59)$$

Die von verschiedenen Autoren angegebene Reynolds-Zahl für den Übergang zur turbulenten Strömung liegt nach [81] im Bereich von ca.  $2 \cdot 10^5$  bis  $3,6 \cdot 10^5$ .

Es wird davon ausgegangen, dass die Wickelköpfe während der Rotation einen höheren Turbulenzgrad aufweisen als eine rotierende Scheibe mit glatter Oberfläche. Daher wird zur Unterscheidung zwischen laminarer und turbulenter Strömung eine kleine Reynolds-Zahl von  $2 \cdot 10^5$  angenommen. Ansätze und Be rechnungsbeispiele zur Modellierung der statorseitigen Konvektion sind in [70] beschrieben. Aufgrund des geringen Einflusses im Vergleich zum radialen Wär mestrom wird nicht näher darauf eingegangen.

### 3.4.5 Aufbau des gesamten Netzwerks

Das gesamte thermische Netzwerk wird mit den zuvor vorgestellten Methoden aufgebaut. Eine grafische Darstellung des gesamten Modells befindet sich in Abschnitt A.2. Zur besseren Übersichtlichkeit kann das Modell in Simscape aufgebaut werden. Um jedoch eine höhere Rechengeschwindigkeit und eine bessere Integration mit der elektromagnetischen Toolkette zu erreichen, kann das Gleichungssystem auch direkt in Matlab gelöst werden. Das Gleichungssystem wird in [82] hergeleitet. Der Temperaturverlauf der Knoten  $\vartheta$  wird nach Gleichung (3.60) berechnet, wobei  $C$  ein Vektor der Wärmekapazitäten,  $A$  die Leitwertmatrix und  $P$  ein Vektor der in den Knoten fließenden Verluste ist. Die Vorgehensweise zur Lösung der Differentialgleichung mit dem Matlab-Solver ist in [39] ausführlich beschrieben. Dabei wird die Temperaturabhängigkeit der Kupferverluste bei der Lösung des Gleichungssystems berücksichtigt.

$$C \cdot \frac{d\vartheta}{dt} + A \cdot \vartheta = P \quad (3.60)$$

# Kapitel 4

## Multiphysikalische Auslegung einer FSM mit hybriderregtem Rotor

Dieses Kapitel befasst sich mit der multiphysikalischen Auslegung einer FSM mit hybriderregtem Rotor. Die Ausgangsmaschine ist eine hocheffiziente FSM, die mit der in Kapitel 3 beschriebenen Auslegungsmethodik ausgelegt und optimiert wird. Durch Einbringen zusätzlicher Magnete in den Rotor kann eine Hybriderregung erzeugt werden, bei der permanente Erregung und elektrische Erregung gleichzeitig in einem Rotor vorhanden sind. Abschnitt 4.1 behandelt die elektromagnetische Auslegung mit dem Ziel, den Wirkungsgrad der FSM durch den Einsatz von weniger Magneten im Rotor möglichst über einen weiten Betriebsbereich zu erhöhen. Abschnitt 4.2 konzentriert sich auf die mechanische Auslegung, um durch eine gezielte Konstruktion die Drehzahl der HSM zu maximieren. Dabei wird eine Umfangsgeschwindigkeit des Rotors von mindestens 110 m/s angestrebt, um der Auslegung einer hochdrehenden Maschine zu entsprechen. In Abschnitt 4.3 wird das thermische Verhalten der Maschinen betrachtet. Durch Anpassung der Betriebsstrategie mit Kenntnis der aus dem Kapitel 3 aufgestellten thermischen Modell ermittelten Maschinentemperaturen wird die Erhöhung der Dauerleistung untersucht.

## 4.1 Elektromagnetische Auslegung

In diesem Abschnitt wird die Optimierungsmöglichkeit der FSM durch Hybriderregung untersucht. Unter Hybriderregung wird in der Literatur die Kombination zweier grundlegender Rotortypen einer Synchronmaschine verstanden [14]. Zu den grundlegenden Rotortypen gehören z. B. der Reluktanzrotor, der Rotor mit Oberflächenmagneten, der Rotor mit vergrabenen Magneten und der Rotor mit elektrischer Erregung. Die in diesem Abschnitt untersuchte Hybriderregung konzentriert sich lediglich auf die Kombination der elektrischen Erregung mit Permanentmagneten. Ziel ist es, durch geschickte Positionierung weniger Permanentmagnete das Drehmoment und damit den Wirkungsgrad über möglichst alle Sättigungszustände zu erhöhen.

Da das Betriebsverhalten der FSM die Verständnisgrundlage für die Untersuchung der Hybriderregung darstellt, wird zunächst in Abschnitt 4.1.1 auf das Betriebsverhalten der optimierten FSM eingegangen. Anschließend werden in Abschnitt 4.1.2 anhand eines Literaturüberblicks die wichtigsten Voraarbeiten zu verschiedenen Konzepten der Hybriderregung vorgestellt. Darauf aufbauend wird in Abschnitt 4.1.3 die Steigerung des Reluktanzmoments durch eine sinnvolle Positionierung der Magnete untersucht, und in Abschnitt 4.1.4 die Steigerung des Synchronmoments durch eine geeignete Magnetisierung. Abschließend wird in Abschnitt 4.1.5 die numerisch optimierte Geometrie dargestellt und das Betriebsverhalten mit der FSM verglichen.

### 4.1.1 Betriebsverhalten der ausgelegten FSM

Abbildung 4.1 (a) zeigt den Querschnitt der ausgelegten FSM, wobei die Maximalgrenzkennlinien der FSM und der Referenz-PSM in Abbildung 4.1 (b) dargestellt sind. Es handelt sich um eine dreisträngige, achtpolige FSM mit 48 Nuten. Die in Abbildung 4.1 (b) dargestellten Kennlinien ergeben sich aus der FEM-Simulation. Die FSM erreicht ein maximales Drehmoment von 592 Nm und eine maximale mechanische Leistung von 300 kW. Damit deckt die Kennlinie den fast identischen Arbeitsbereich wie die Referenz-PSM ab.

#### Sinusfeldpole und Luftspaltflussdichte

In Abbildung 4.1 (a) ist zu erkennen, dass der Rotor keine glatte Oberfläche mit konstantem Luftspalt aufweist. In der d-Achse ist der Luftspalt minimal und nimmt bis zum Rand der Polschuhe zu. Durch diese Formgebung der Polschuhe wird eine Luftspaltpermeanz erzeugt, die einer Sinusfunktion entspricht.

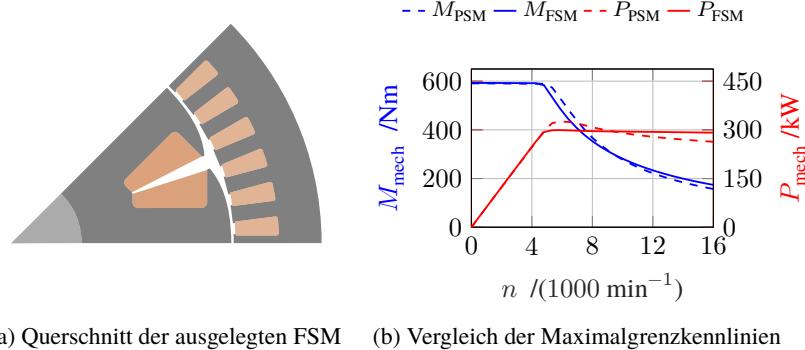


Abbildung 4.1: Querschnitt der ausgelegten FSM und deren Maximalgrenzkennlinien

Daraus ergibt sich eine sinusförmige Feldkurve, d. h. die räumliche Verteilung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt, die durch den Erregerstrom erzeugt wird. Die so gestalteten Pole werden als Sinusfeldpole bezeichnet [50, 83], deren Verhalten für eine elektromagnetisch ausgenutzte FSM in diesem Abschnitt vorgestellt wird. Die Luftspaltweite der Sinusfeldpole wird nach Gleichung (4.1) bestimmt, wobei  $x$  die entsprechende Strecke am Rotorumfang bis zur Polmitte ist. Dabei ist  $\tau_p$  die Polteilung und  $\delta_d$  die minimale Luftspaltweite in der d-Achse.

$$\delta(x) = \frac{\delta_d}{\cos(\frac{\pi}{\tau_p}x)} \quad x \in \left[-\frac{\tau_p}{2}, \frac{\tau_p}{2}\right] \quad (4.1)$$

Die Luftspaltflussdichten der in Abbildung 4.1 (a) gezeigten FSM mit Sinusfeldpolen, der gleichen FSM mit konstantem Luftspalt und der Referenz-PSM sind in Abbildung 4.2 gegenübergestellt. Die radiale Flussdichte im Leerlauf bei maximalem Erregerstrom in Abbildung 4.2(a) zeigt, dass die FSM mit Sinusfeldpolen ohne Berücksichtigung der Nutzungsharmonischen eine relativ sinusförmige Luftspaltflussdichte aufweist, während die FSM mit konstantem Luftspalt und die PSM mit V-förmiger Magnetenordnung ein rechteckförmiges Rotorfeld im Luftspalt haben. Durch den örtlich veränderlichen Luftspalt konzentriert sich der magnetische Fluss in der Mitte eines Pols und nimmt mit zunehmendem Luftspalt ab. Dadurch werden die Oberwellen der Luftspaltfluss-

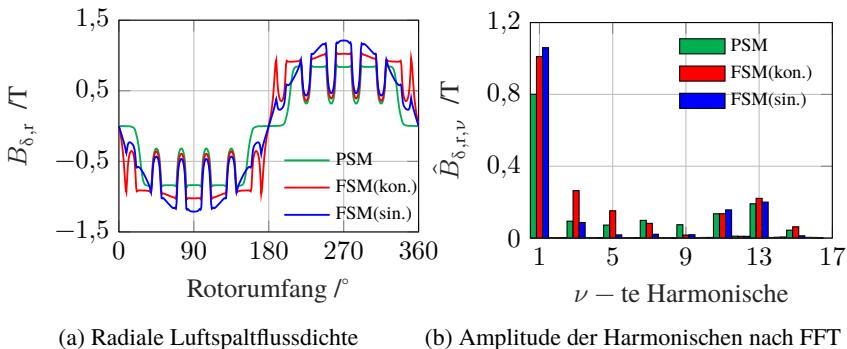


Abbildung 4.2: Vergleich der Luftspaltflussdichten im Leerlauf bei maximaler Rotorerregung: PSM mit V-förmiger Magnetanordnung (grün), FSM mit konstantem Luftspalt (rot) und FSM mit Sinusfeldpolen (blau)

dichte deutlich reduziert. Oberwellen, die durch die Nutzungseffekte verursacht werden, bleiben jedoch erhalten. Dies wird durch die Fast Fourier Transformation (FFT) in Abbildung 4.2 (b) veranschaulicht. Die zur Polmitte symmetrischen Luftspaltflussdichten enthalten ausschließlich die Harmonischen mit ungeraden Ordnungszahlen. Da die 11. und 13. Harmonische zusammen die Nutzungseffekte charakterisieren, werden sie durch die Sinusfeldpole nicht unterdrückt. Die übrigen Oberwellen der FSM mit Sinusfeldpolen sind deutlich geringer, wobei die dritte Harmonische mit kleinerer Amplitude noch erkennbar ist. Dies ist auf die starke Sättigung bei maximaler Rotorerregung zurückzuführen. Der Vorteil einer sinusförmigen Luftspaltflussdichte mit geringen Oberwellenanteilen liegt in der Reduzierung der elektromagnetisch bedingten parasitären Effekte. Dazu gehören z. B. Eisenverluste, Drehmomentwelligkeit und magnetisch erregte Geräusche der Maschine.

Abbildung 4.3 (a) zeigt die Drehmomentverläufe bei  $M_{\max}$  von allen drei Maschinen und Abbildung 4.3 (b) die Nutrastmomente. Schrägung wird hierbei nicht berücksichtigt. Die Drehmomentwelligkeit (Spitze-zu-Spitze) der FSM mit Sinusfeldpolen bei  $M_{\max}$  beträgt 23,5 Nm, während sie bei der PSM 144,7 Nm und bei der FSM mit konstantem Luftspalt 140,1 Nm beträgt. Das Nutrastmoment (Amplitude) der FSM mit Sinusfeldpolen liegt bei lediglich 3 Nm, jenes der PSM erreicht 12,6 Nm und das der FSM mit konstantem Luftspalt sogar 15,7 Nm. Es

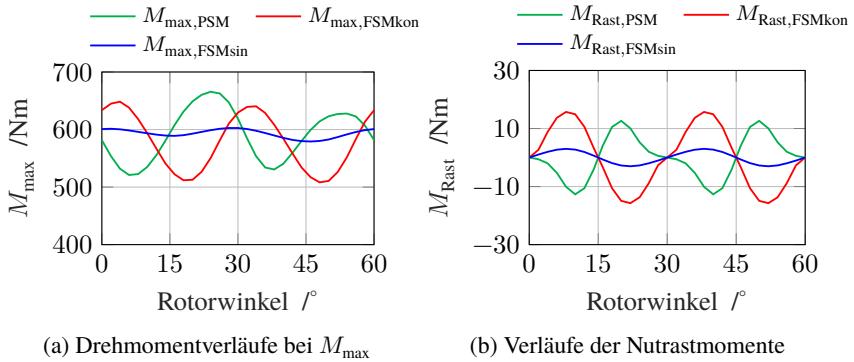


Abbildung 4.3: Vergleich der Drehmomentverläufe der drei Maschinen

ist ersichtlich, dass die Drehmomentwelligkeit deutlich reduziert wird. Aus Abbildung 4.2 (b) ist zudem zu erkennen, dass die FSM mit Sinusfeldpolen eine höhere Grundwelle der Luftspaltflussdichte aufweist. Dies ist die Folge der Unterdrückung der Oberwellen mit ungeraden Ordnungszahlen und kann durch die Darstellung der Harmonischen in Abbildung 4.4 (a) erklärt werden. Abbildung 4.4 (a) zeigt die Luftspaltflussdichte der FSM mit konstantem Luftspalt  $B_{\delta,r}$ , ihre Grundwelle  $B_{\delta,r,1}$ , sowie die dritte und fünfte Oberwelle  $B_{\delta,r,3}, B_{\delta,r,5}$  mit den aus der FFT ermittelten Amplituden und Phasenlagen. Der gesamte magnetische Fluss, der der Fläche durch Integration der magnetischen Flussdichte (rote Kurve) über den Rotorumfang entspricht, ist die Summe der Teilflächen der Grundwelle und aller Oberwellen. Da die Oberwellen mit ungerader Ordnungszahl innerhalb der positiven Halbperiode der Grundwelle eine positive Halbperiode mehr aufweisen als ihre negative Halbperiode und somit durch Integration einen Teil des magnetischen Flusses innerhalb eines Pols beitragen können, führt eine Abnahme der Oberwellen zu einer Zunahme der Grundwelle, wenn der gesamte magnetische Fluss konstant bleibt. Natürlich gilt die Annahme eines konstanten magnetischen Flusses nicht immer, da der magnetische Widerstand, der Streufluss und der Sättigungszustand durch Sinusfeldpole verändert werden können. Nach Integration der in Abbildung 4.2 (a) dargestellten magnetischen Flussdichte beträgt der magnetische Fluss der FSM mit Sinusfeldpolen über einem Pol 96 % des Fluxes der FSM mit konstantem Luftspalt. Aufgrund

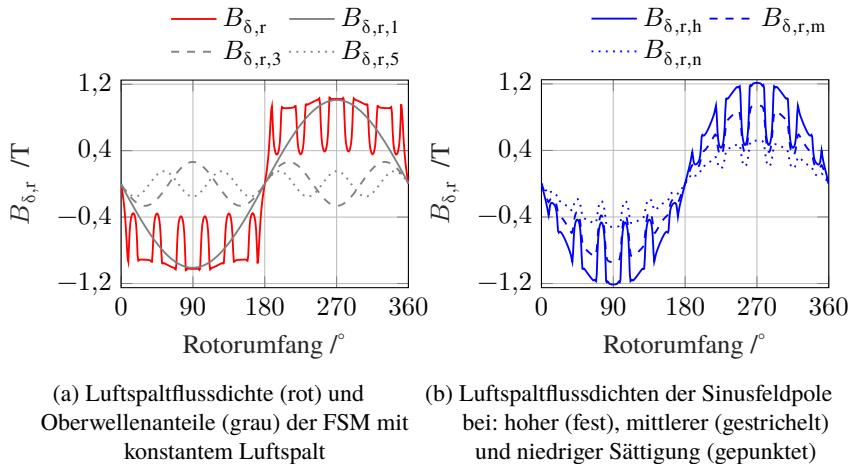


Abbildung 4.4: Luftspaltflussdichten der Rechteck- und Sinusfeldpole

des geringen reduzierten magnetischen Flusses und der deutlich unterdrückten Oberwellen hat die FSM mit Sinusfeldpolen jedoch eine höhere Grundwelle als mit konstantem Luftspalt. Da nur die Grundwelle des Rotor- und Statorfeldes ein nutzbares Drehmoment bildet, während die Oberwellen gleicher Ordnungszahl das Pulsationsmoment bilden, erreicht die FSM mit Sinusfeldpolen ein höheres mittleres Drehmoment, wie in Abbildung 4.3 (a) zu sehen ist.

Ein weiterer Vorteil der Sinusfeldpole ist, dass bei variabler Rotorerregung, d. h. bei unterschiedlichen Sättigungszuständen, die sinusförmige Feldform automatisch immer erhalten bleibt. Abbildung 4.4 (b) zeigt drei Feldkurven für verschiedene Sättigungszustände. Auch wenn, wie oben gezeigt, bei hoher Sättigung noch eine dritte Harmonische vorhanden ist, hat diese im Vergleich zur dominanten Grundwelle nur einen geringen Anteil.

### Schenklichkeit und Drehmomentkomponenten

Die Schenklichkeit  $\zeta$  einer PSM ist definiert als das Verhältnis der Querinduktivität  $L_q$  zur Längsinduktivität  $L_d$ . Da die Permanentmagnete in der d-Achse eine geringe relative Permeabilität aufweisen, hat die PSM eine größere Querinduk-

duktivität als Längsinduktivität und somit  $\zeta > 1$ . Der vergrößerte Luftspalt der q-Achse bei Sinusfeldpolen verringert jedoch die Querinduktivität, was zu einer Verringerung der Reluktanz und des Reluktanzmoments der PSM führt. Bei der FSM ist dies umgekehrt. Da für die FSM typischerweise  $L_d > L_q$  gilt, führen die Sinusfeldpole zu einer Erhöhung der Reluktanzdifferenz. Nachfolgend wird die Schenkligkeit der FSM näher betrachtet. Dabei werden die Drehmomentanteile durch Trennung von Rotor- und Statorfeld nach der Methode der eingefrorenen Permeabilität aufgeteilt und dargestellt. Damit die Schenkligkeit, wie in der Praxis üblich, weiterhin größer als 1 bleibt, wird sie für die FSM im Folgenden durch  $\zeta^{-1}$  bezeichnet.

Die Methode der gefrorenen Permeabilität wird hier eingesetzt, um den Einfluss von Sättigungseffekten auf das Betriebsverhalten, wie z. B. die Schenkligkeit, die Rotorerregung und die einzelnen Drehmomentkomponenten der ausgelegten FSM, zu untersuchen. Zur Berücksichtigung der Sättigungseffekte müssen die Induktivitätsmatrix und die Rotorerregung gegenüber dem idealen Modell nach Gleichung (2.6) um zusätzliche Koeffizienten erweitert werden, was nach [84] durch Gleichung (4.2) beschrieben wird. Dabei sind die Induktivitäten  $L_d$  und  $L_q$  nicht mehr konstant, sondern je nach Betriebspunkt abhängig vom Sättigungszustand. Zusätzlich werden die Koppelinduktivitäten  $L_{dq}$  und  $L_{qd}$  eingeführt, die die sättigungsbedingte Kreuzkopplung beschreiben. Darüber hinaus führt die Sättigung zu einer Asymmetrie in der magnetischen Leitfähigkeit des Aktivmaterials, solange das durch den Statorstrom eingestellte magnetische Feld nicht symmetrisch zur Rotor verteilt ist (Vorsteuerwinkel  $\gamma \neq \pm 90^\circ$ ). Folglich teilt sich die Rotorerregung in einen d-Anteil  $\Psi_{R,d}$  und einen q-Anteil  $\Psi_{R,q}$  auf, wobei letzterer bei einer symmetrischen Maschine mit linearem Materialverhalten gleich null ist.

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} \\ L_{qd} & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{R,d} \\ \Psi_{R,q} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

mit

$$\begin{bmatrix} \Psi_{R,d} \\ \Psi_{R,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dE} \\ L_{qE} \end{bmatrix} \cdot I_E \quad (4.3)$$

$$L_{dq} = L_{qd} \quad (4.4)$$

Die Vorgehensweise zur Bestimmung aller Koeffizienten der Induktivitätsmatrix und der Rotorerregung mithilfe der eingefrorenen Permeabilität ist in [17] ausführlich beschrieben. Für die betrachtete FSM sind mindestens drei FEM-

Simulationen durchzuführen. Die erste FEM-Simulation ist eine nichtlineare Feldlösung mit allen Strömen  $I_d$ ,  $I_q$  und  $I_E$  eines beliebigen Betriebspunktes. Nach der Feldlösung wird die relative Permeabilität für jedes Netzelement und jede Rotorposition eingefroren und das Maschinenverhalten wird linear. Für die Folgesimulation wird die FSM mit nur einer Stromkomponente und der zuvor eingefrorenen Permeabilität simuliert. Es handelt sich somit um eine lineare Feldlösung und das durch die Stromkomponente aufgebaute neue magnetische Feld kann vom Gesamtfeld getrennt werden, wobei jedoch die vollständige Sättigung des Betriebspunktes berücksichtigt wird. Beispielsweise wird als Folgesimulation nur der Erregerstrom  $I_E$  mit eingefrorener Permeabilität simuliert. In diesem Fall ergibt sich das Rotorfeld unter Berücksichtigung des Einflusses des Statorfeldes. Nach Auswertung der Flussverkettung in der Statorwicklung können die Flussverkettungsanteile  $\Psi_{R,d}$  und  $\Psi_{R,q}$  in Gleichung (4.2) ermittelt werden. Dieser Vorgang wird wiederholt, bis alle Koeffizienten der Induktivitätsmatrix und der Rotorerregung in Gleichung (4.2) vollständig identifiziert sind. Die einzelnen Drehmomentkomponenten können aus Gleichung (4.5) berechnet werden, indem Gleichung (2.9) mithilfe der Induktivitätsmatrix erweitert wird. Dadurch ist es möglich, die einzelnen Drehmomentkomponenten getrennt darzustellen.

$$M_i = \frac{3}{2} p \cdot \left[ \underbrace{\Psi_{R,d} \cdot I_q}_{M_{\text{syn}}} + \underbrace{(L_d - L_q) \cdot I_d I_q}_{M_{\text{rel}}} + \underbrace{(I_q^2 - I_d^2) L_{dq} - \Psi_{R,q} \cdot I_d}_{M_{\text{kop}}} \right] \quad (4.5)$$

Das Drehmoment setzt sich aus vier Komponenten zusammen. Neben dem in Abschnitt 2.1 eingeführten Synchron- und Reluktanzmoment gibt es noch zwei Koppelanteile, die durch die zwischen d- und q-Achse gekoppelten Induktivitäten und die Rotorerregung gebildet werden. Abbildung 4.5 zeigt die Drehmomentverläufe für zwei verschiedene Sättigungszustände und deren Drehmomentkomponenten, die mithilfe der eingefrorenen Permeabilität bestimmt werden. Es ist zu erkennen, dass die Summe der nach Gleichung (4.5) berechneten Drehmomentkomponenten mit dem direkt aus der FEM simulierten Drehmoment übereinstimmt, was als Plausibilisierung der Drehmomentzerlegung mit der oben eingeführten Methode zu werten ist. Bei geringer Sättigung der Maschine mit einer Statorstromdichte von  $J_S = 5,3 \text{ A/mm}^2$  und einer Rotorstromdichte von  $J_R = 2,8 \text{ A/mm}^2$  zeigt Abbildung 4.5 (a), dass sowohl das Synchron- als auch das Reluktanzmoment nahezu unverzerrt cosinus- bzw. sinusförmig sind, wie es der Theorie entspricht. Die Koppelanteile haben kaum Einfluss auf das gesamte Drehmoment und der MTPA-Punkt tritt bei einem Vorsteuerwinkel  $\gamma > 0^\circ$  auf, d. h. bei einem feldstärkenden positiven  $I_d$ -Strom.

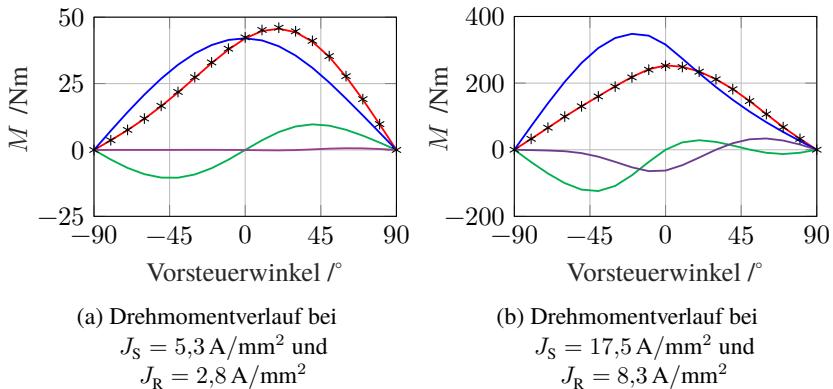


Abbildung 4.5: Drehmomentkomponente bei verschiedenen Sättigungszuständen: Drehmoment direkt aus FEM  $M_{\text{ges},\text{FEM}}$  (\*), Summe der über die eingefrorene Permeabilität bestimmten Drehmomentkomponenten  $M_{\text{ges},\text{FP}}$  (—), Synchronmoment  $M_{\text{syn},\text{FP}}$  (—), Reluktanzmoment  $M_{\text{rel},\text{FP}}$  (—), Koppelanteile  $M_{\text{kop},\text{FP}}$  (—)

Bei erhöhter Sättigung mit einer Statorstromdichte von  $J_s = 17,5 \text{ A/mm}^2$  und einer Rotorstromdichte von  $J_R = 8,3 \text{ A/mm}^2$  ändern sich die Drehmomentverläufe deutlich. Der Verlauf des Synchronmoments ist weder cosinusförmig noch achsensymmetrisch. Auch der Verlauf des Reluktanzmoments ist stark verzerrt und stellt keine punktsymmetrische Sinusfunktion mehr dar. Zudem verschiebt sich der MTPA-Punkt in Richtung des Vorsteuerwinkels von  $0^\circ$ . Obwohl das Reluktanzmoment im Bereich mit negativem Vorsteuerwinkel negativ ist, erreicht es zusammen mit dem höheren Synchronmoment in diesem Bereich ein vergleichbares Gesamtmoment wie bei positivem  $I_d$ . Um das Verhalten der Maschine zu verstehen, sind in Abbildung 4.6 die Rotorerregung  $\Psi_{R,d}$ , die durch Kreuzkopplung verursachte Komponente  $\Psi_{R,q}$  und die Schenkligkeit  $\zeta^{-1}$  der Maschine dargestellt.

Während die Rotorerregung  $\Psi_{R,d}$  in Abbildung 4.6 (a) bei geringer Sättigung (rote durchgezogene Kurve) nahezu konstant bleibt, nimmt sie bei erhöhter Sättigung (blaue durchgezogene Kurve) mit steigendem Vorsteuerwinkel deutlich ab. Da die Gegeninduktivität  $L_{dE}$  denselben magnetischen Kreis beschreibt wie

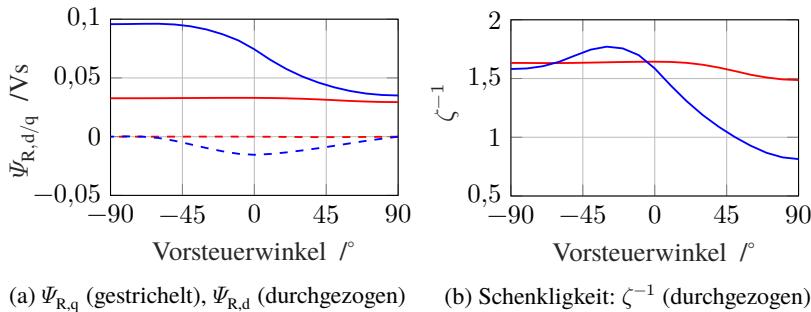


Abbildung 4.6: Rotorerregung und Schenkligkeit der FSM bei verschiedenen Sättigungs-zuständen: geringe Sättigung mit  $J_s = 5,3 \text{ A/mm}^2$ ,  $J_R = 2,8 \text{ A/mm}^2$  (—, - - -); erhöhte Sättigung mit  $J_s = 17,5 \text{ A/mm}^2$ ,  $J_R = 8,3 \text{ A/mm}^2$  (—, - - -)

$L_d$ , siehe Gleichungen (2.12) und (2.16), hängt sie von der Sättigung durch den d-Fluss und damit vom  $I_d$  ab. Bei feldschwächendem  $I_d$  mit negativem Vorsteuerwinkel sind der von  $L_d I_d$  erzeugte magnetische Fluss und die Rotorerregung  $\Psi_{R,d}$  entgegengesetzt, was zu einer Verringerung der Sättigung in der d-Achse und zu einer Erhöhung der Rotorerregung führt. Umgekehrt wird die Sättigung der d-Achse durch den feldstärkenden Strom  $I_d$  stark erhöht, was zu einer Verringerung der Rotorerregung führt. Dies erklärt den Verlauf des Synchronmoments in Abbildung 4.5 (b). In Abbildung 4.6 (a) ist zusätzlich die sättigungsbedingte Kreuzkopplungskomponente  $\Psi_{R,q}$  aufgetragen. Während diese bei niedrigen Stromdichten nahezu konstant bei 0 bleibt, lässt sich bei erhöhten Stromdichten ein kleines  $\Psi_{R,q}$  beobachten, das durch die vom q-Strom verursachte asymmetrische Sättigung im Rotor hervorgerufen wird.

Die Schenkligkeit der FSM ist im Vergleich zu der PSM deutlich geringer. Bei niedrigem Sättigungszustand beträgt die in Abbildung 4.6 (b) dargestellte Schenkligkeit  $\zeta^{-1}$  (rote Kurve) bis zu 1,65, während die Referenz-PSM bei gleicher Statorstromdichte eine Schenkligkeit von bis zu 2,5 aufweist. Aufgrund der größeren Reluktanzdifferenz nutzt die PSM bei gleichem Drehmoment einen größeren Anteil des Reluktanzmoments, was zu einem Wirkungsgradvorteil führt. Dementsprechend benötigt die PSM bei gleichem Drehmoment ein geringeres Synchronmoment und damit eine geringere Grundwelle der Luftspalt-

flussdichte, wie in Abbildung 4.2 (b) zu sehen ist. Mit zunehmender Stromdichte (blaue Kurve) ändert sich die Schenkligkeit der FSM ebenfalls in Abhängigkeit vom Vorsteuerwinkel, da sowohl die Längs- als auch die Querinduktivität durch Sättigung beeinflusst werden. Im Bereich des Vorsteuerwinkels von  $-90^\circ$  bis  $0^\circ$  ist die Änderung der Schenkligkeit gering. Mit  $\zeta^{-1} > 1$  und negativem  $I_d$  tritt in diesem Bereich ein negatives Reluktanzmoment auf. Ab einem Vorsteuerwinkel von  $0^\circ$  nimmt  $\zeta^{-1}$  deutlich ab, da die d-Achse nun stark gesättigt ist, wobei  $L_d > L_q$  bis etwa  $50^\circ$  gilt. Mit positivem  $I_d$  zeigt die Maschine hier ein positives Reluktanzmoment. Wird die Sättigung der d-Achse durch den steigenden Vorsteuerwinkel weiter erhöht, kehrt sich die Schenkligkeit der FSM um. Ab  $50^\circ$  ist  $L_d < L_q$ . Die FSM hat in diesem Fall das gleiche Vorzeichen der Reluktanzdifferenz wie eine PSM. Mit positivem  $I_d$  ist das Reluktanzmoment in diesem Bereich negativ.

Das in Abbildungen 4.5 und 4.6 dargestellte Verhalten der Maschine entspricht einem niedrigen bis mittleren Sättigungszustand. Mit weiter zunehmender Stromdichte der Stator- und Rotorwicklung verschiebt sich der MTPA-Punkt weiter in Richtung des negativen Vorsteuerwinkels und der Bereich mit  $L_d < L_q$  tritt früher auf. Die oben dargestellten Untersuchungen der FSM, insbesondere der Einfluss der Sättigungseffekte auf die Schenkligkeit und die einzelnen Drehmomentkomponenten, können für die weitere Optimierung der FSM genutzt werden: Um das Drehmoment der FSM weiter zu erhöhen, kann das Synchronmoment durch eine höhere Rotorerregung  $\Psi_{R,d}$  und das Reluktanzmoment durch eine größere Schenkligkeit erreicht werden. Eine Verringerung der Längsinduktivität  $L_d$  ist in der Regel nicht erwünscht, da sonst nach Gleichungen (2.12) und (2.14) die Hauptinduktivität und damit die Rotorerregung abnimmt, was zu einer Verschlechterung des Synchronmomentes und auch des Betriebsverhaltens führt. Zur Optimierung des Reluktanzmomentes, insbesondere bei geringer Sättigung, was den Zykluswirkungsgrad begünstigt, ist eine Vergrößerung der Schenkligkeit  $\zeta^{-1}$  anzustreben. Allerdings sind die einzelnen Drehmomentkurven bei hochgesättigten Maschinen stark verzerrt, sodass eine Vergrößerung von  $\zeta^{-1}$  im Bereich negativer Vorsteuerwinkel ein größeres negatives Reluktanzmoment erzeugen kann. Dies könnte im Feldschwächbereich bei hohen Strömen zu Drehmomentnachteilen führen, da hier aufgrund der Spannungsgrenze ohnehin ein negativer Vorsteuerwinkel (Feldschwächung) verwendet werden muss. Für den in Abbildung 4.5 (b) dargestellten Sättigungszustand kann jedoch das maximale Drehmoment (MTPA-Punkt) durch Erhöhung der Schenkligkeit  $\zeta^{-1}$  weiter gesteigert werden.

## Wirkungsgradkennfelder

Die Wirkungsgradkennfelder der FSM werden mit dem in Abschnitt 3.1 vorgestellten Simulationswerkzeug erstellt, das die Kupferverluste in Stator- und Rotorwicklungen, die Eisenverluste im Aktivmaterial sowie die Reibungsverluste beinhaltet. Dabei bleiben die Umrichterverluste sowie die durch Stromverdrängung verursachten frequenzabhängigen Kupferverluste unberücksichtigt. Zudem beschränkt sich die Berechnung auf ideal sinusförmige Ströme. Abbildung 4.7(a) zeigt das absolute Wirkungsgradkennfeld der FSM mit der Regelstrategie, den Wirkungsgrad jedes  $M-n$  Punktes zu maximieren. Hierbei beträgt die Temperatur der Stator- und Rotorwicklungen 80 °C. Mit einem Spitzenwirkungsgrad von knapp über 97 %, handelt es sich um eine hocheffiziente FSM. Der Wirkungsgrad bei niedrigen Drehzahlen ist aufgrund der geringen mechanischen Leistung und der dominierenden Kupferverluste niedrig. Da die Kupferverluste mit steigendem Drehmoment zunehmen, verlaufen die Isolinien des Wirkungsgrades in diesem Bereich senkrecht. Dabei verlaufen die Isolinien insbesondere bei niedrigen Drehmomenten mit zunehmender Drehzahl horizontal, da die Eisen- und Reibungsverluste drehzahlabhängig sind.

Abbildung 4.7 (b) zeigt den Wirkungsgrad der FSM abzüglich des Wirkungsgrades der Referenzmaschine, wobei positive Werte einen Wirkungsgradvorteil der FSM darstellen. Es ist zu erkennen, dass die FSM im Grundlastbereich aufgrund der schlechteren Ausnutzung des Reluktanzmoments und der zusätzlichen Verluste der Erregerwicklung einen geringeren Wirkungsgrad als die PSM aufweist.

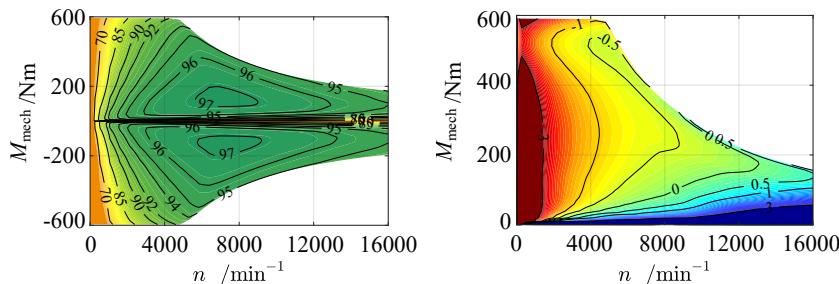


Abbildung 4.7: Wirkungsgradkennfelder der FSM

Im Feldschwächbereich ist der Wirkungsgrad der FSM jedoch besser. Dies ist zum einen auf den ansteuerbaren Erregerstrom und zum anderen auf die geringeren Eisenverluste durch die optimierte Luftspaltflussdichte zurückzuführen. Um die Vorteile beider Maschinentypen, wie z. B. den Wirkungsgradvorteil der PSM im Grundlastbereich und den hohen Wirkungsgrad der FSM im Feldschwächbereich sowie die Ansteuerbarkeit der Rotorerregung sinnvoll kombinieren zu können, werden im Folgenden die Integration beider Erregungen in einem Rotor untersucht. Durch den Einsatz weniger Magnete im Rotor der FSM entsteht eine Synchronmaschine mit Hybriderregung.

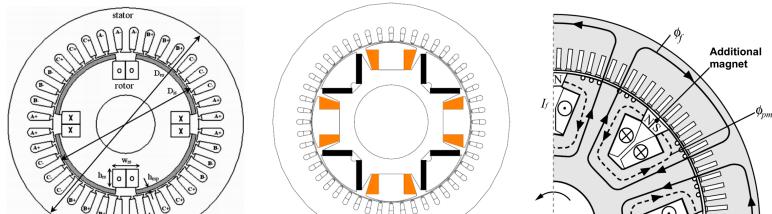
#### 4.1.2 Literaturüberblick zur Hybriderregung

Die Hybriderregung zur Verbesserung des Betriebsverhaltens einer Synchronmaschine wird in Veröffentlichungen nach verschiedenen Grundprinzipien untersucht, die in diesem Abschnitt durch eine Literaturübersicht vorgestellt werden. In [85, 86] wird eine Hybriderregung durch zwei Rotorteile unterschiedlicher Erregungsart realisiert, indem beide Rotoren auf einer gemeinsamen Welle mit gleichem Stator angeordnet sind. Dies ermöglicht eine steuerbare Luftspaltflussdichte und damit eine steuerbare induzierte Spannung. Häufiger werden jedoch beide Erregungsarten in einem Rotor realisiert, der weiterführend danach klassifiziert werden kann, ob die beiden Erregungen in gleichen Polen oder abwechselnd in benachbarten Polen [87, 88] eingesetzt werden. Im Folgenden wird der Schwerpunkt lediglich auf die Hybriderregung in gleichen Rotorpolen gelegt, da ein mehrteiliger Rotor und eine Hybriderregung in verschiedenen Polen stark von der Bauform der Ausgangsmaschine abweichen.

Fodorean [89] baut eine HSM als Traktionsantrieb mit einer Kombination aus Oberflächenmagneten und Erregerwicklung. Bei diesem Ansatz werden die elektrische Erregung und die Permanenterregung in Reihe geschaltet. Das bedeutet, dass der durch den Erregerstrom erzeugte magnetische Fluss auch durch die Magnete fließt. Die Idee ist, die Permanenterregung durch elektrische Erregung zu verstärken oder zu schwächen. So kann im Grundlastbereich durch stärkere Erregung ein höheres Drehmoment erzeugt und durch Invertierung des Erregerstroms die Feldschwächbarkeit verbessert werden. Ein ähnlicher Ansatz wird in [45] beschrieben. Nachteile sind zum einen die durch die Permanentmagneten erhöhte Reluktanz des Magnetkreises und zum anderen die Notwendigkeit, die Magnete z. B. durch eine Carbonhülse zu fixieren. Außerdem ist die Gefahr der Entmagnetisierung zu berücksichtigen, da Magnete durch Invertierung des Erregerstroms direkt geschwächt werden können. Dasselbe Grundprinzip kommt auch mit vergraben Magneten in abwechselnden Rotorpolen zum Einsatz [90], wobei eine

Kombination beider Erregungsarten in denselben Rotorpolen eine weitergehende Anpassung der Topologie erfordert.

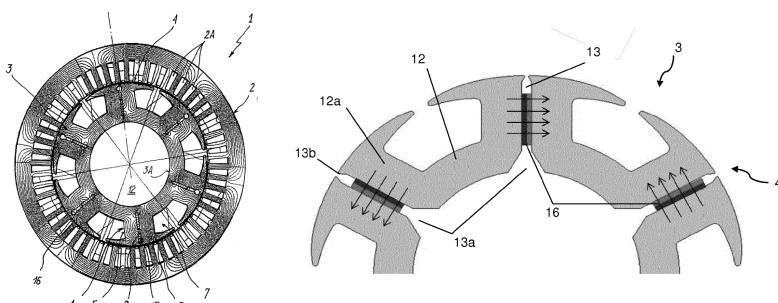
Yamazaki [43] stellt eine Topologie vor, bei der Permanentmagnete zwischen den Polschuhen positioniert sind, um das Betriebsverhalten eines Synchrongenerators zu optimieren. Der Einsatz von Magneten hat zwei positive Effekte. Einerseits fließt ein Teil des magnetischen Flusses der Permanenterregung über den Luftspalt und trägt damit direkt zur Statorflussverkettung bei. Andererseits schließt sich ein Teil des Flusses im Rotor entgegen der elektrischen Erregung, was zu einer Entlastung der Sättigung im Rotor führt. Allerdings ist hierbei wiederum die mechanische Festigkeit zu beachten. Die zwischen den Polschuhen angeordneten Permanentmagnete sind ohne weitere Befestigungselemente nicht für einen schnelllaufenden Traktionsmotor geeignet. Außerdem weist die Ma-



(a) [89], © 2007 IEEE

(b) [90], © 2010 IEEE

(c) [43], © 2010 IEEE



(d) [91], DE102007040750A1

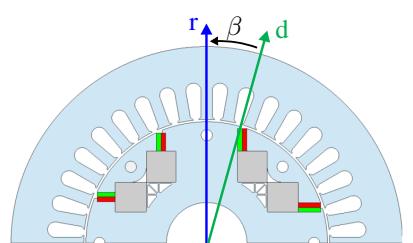
(e) [92], EP2991194A1

Abbildung 4.8: Verschiedene Rotortopologien aus der Literatur

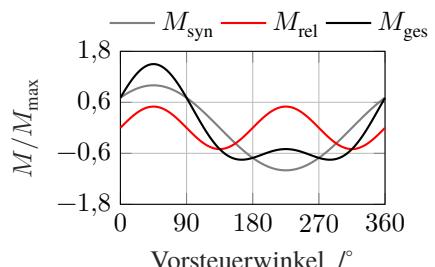
schine dickere Polschuhe auf, was zu einer Beeinträchtigung der Sinusfeldpole und zu einer Erhöhung des Rotorstreuflusses führt.

Mathoy [91] verwendet vertikale Luftschlitzte im Polshaft mit eingebetteten Magneten. Die Schlitze behindern gezielt den magnetischen q-Flusses und erhöhen dadurch die Schenkligkeit  $\zeta^{-1}$  der FSM, was wiederum das Reluktanzmoment steigert. Die eingebetteten Permanentmagnete dienen lediglich der Sättigung der Verbindungsbrücken, um die Wirkung der Behinderung zu verbessern. Die Verbindungsbrücken sind für eine ausreichende mechanische Festigkeit des Rotors erforderlich. Dieser Ansatz wird von Illiano [92] weiter verfolgt und optimiert, indem die Form der Schlitzte verändert wird. Dabei wird jedoch übersehen, dass die Permanentmagnete auch zum Synchronmoment beitragen können und dass durch die Magnetisierung in der q-Achse eine magnetische Asymmetrie entsteht. Der gleiche Ansatz wird später von Chai [47] erneut aufgegriffen. Hierbei wird der Effekt der magnetischen Asymmetrie dargestellt.

Ein wichtiger Meilenstein in der Hybriderregung ist die Untersuchung der magnetischen Asymmetrie durch Winzer [14], wobei die magnetisch asymmetrischen Maschinen durch Kombination von elektrischer Erregung und Permanenterregung erzeugt werden. Abbildung 4.9 (a) zeigt eine HSM nach [14], bei der die d-Achse der Permanenterregung und der elektrischen Erregung nicht zusammenfallen. Durch die Überlagerung der beiden Erregungsarten verschiebt sich die gesamte d-Achse (grün) gegenüber der Reluktanzachse (blau) um den



(a) Geometrie der HSM mit verschobener d/q-Achse nach [14]



(b) Drehmomentverläufe bei idealem asymmetrischen Winkel

Abbildung 4.9: Drehmomenterhöhung durch Hybriderregung mit magnetischer Asymmetrie nach Winzer [14]

Winkel  $\beta$ , wodurch eine magnetische Asymmetrie entsteht. Der Vorteil der magnetischen Asymmetrie besteht darin, dass das Maximum des Synchronmoments und das Maximum des Reluktanzmoments näher beieinander liegen. Im Idealfall fallen sie aufeinander, wodurch das maximale Drehmoment der Maschine erhöht wird. Dies wird in Abbildung 4.9 (b) veranschaulicht, wobei hier die einzelnen Drehmomentkomponenten rein theoretisch mit willkürlich angenommenen Amplituden dargestellt sind. Bei der in Abbildung 4.9 (a) gezeigten HSM kann der gleiche Vorteil für den generatorischen Betrieb durch Invertierung des Erregerstrom erreicht werden. Die Möglichkeit der Ausnutzung der magnetischen Asymmetrie wird später in Abschnitt 4.1.4 ausführlich diskutiert.

### 4.1.3 Positionierung der Permanentmagnete

Die in dieser Arbeit untersuchte Hybriderregung zur Wirkungsgrad- und Drehmomentsteigerung der zuvor ausgelegten FSM zielt auf einen geringen Magnetanteil bei möglichst geringer Veränderung der FSM-Struktur ab. Damit die auszulegende Maschine weiterhin als hochdrehender Traktionsmotor betrachtet werden kann, wird die mechanische Festigkeit bei der Positionierung der Permanentmagnete berücksichtigt. Die Verwendung einer Carbonhülse ist grundsätzlich unerwünscht, da sie einerseits den Luftspalt vergrößert und damit die Reluktanz des magnetischen Kreises erhöht und andererseits einen höheren Fertigungsaufwand erfordert. Der Einsatz von vergrabenen Magneten ist daher zu bevorzugen.

Die in [43, 89] vorgestellten Ansätze sind aus mechanischer Sicht nicht weiter von Interesse. Aus elektromagnetischer Sicht ist die in [89] beschriebene Feldschwächung der Permanenterregung durch das vom Erregerstrom aufgebaute Gegenfeld ebenfalls unnötig, da bei der hier auszulegenden Maschine die elektrische Erregung dominiert und damit die steuerbare Rotorerregung ohnehin erhalten bleibt. Der Effekt, dass die Rotorerregung durch die Permanentmagnete verstärkt wird, kann jedoch weiterhin genutzt werden.

Permanentmagnete können zwar zusätzlichen magnetischen Fluss erzeugen, weisen aber gleichzeitig die Eigenschaften einer Luftbarriere auf. Da die zu verwendenden Permanentmagnete aus Neodym-Eisen-Bor (NdFeB) eine relative Permeabilität wie Luft von nahezu 1 aufweisen, erhöhen die vergrabenen Magnete den magnetischen Widerstand des magnetischen Kreises. Da die elektrische Durchflutung als magnetische Spannungsquelle betrachtet werden kann, führt ein erhöhter magnetischer Widerstand zu einer geringeren Induktivität und damit zu einem geringeren magnetischen Fluss im magnetischen Kreis. Dies betrifft sowohl den Statorfluss als auch die Rotorerregung. Bei ungünsti-

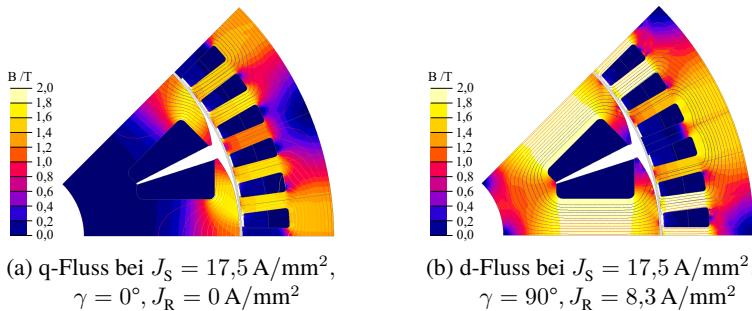
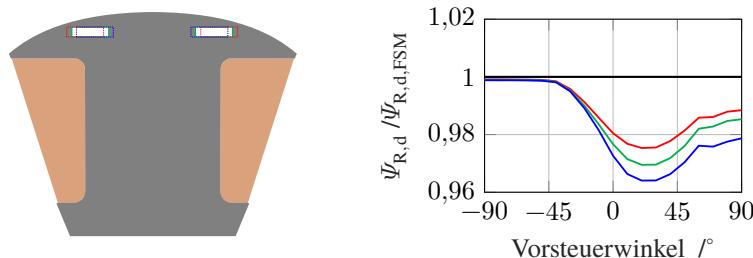


Abbildung 4.10: Darstellung des q- und d-Flusses

ger Positionierung der Permanentmagnete kann es zu einer Verschlechterung des Betriebsverhaltens kommen.

Dieser Effekt kann jedoch gezielt zur Optimierung der Schenkligkeit der Maschine genutzt werden, wie dies in [91, 92] der Fall ist. Der q-Fluss wird durch eine vertikale q-Fluss Barriere im Polschaft behindert, wodurch  $L_q$  reduziert wird. Allerdings konzentriert sich der q-Fluss hauptsächlich im Bereich der Polschuhe, wie in Abbildung 4.10(a) dargestellt. Die Behinderung des q-Flusses durch Barrieren in den Polschuhen ist daher in den meisten Fällen ausreichend. Gleichzeitig weist der Polschaft aufgrund des d-Flusses und der Rotorerregung eine hohe Flussdichte und damit eine hohe Sättigung auf, siehe Abbildung 4.10(b). Selbst eine schmale Luftbarriere kann die Sättigung weiter verschärfen. Dies hat zur Folge, dass die d-Induktivität und die elektrische Erregung abnehmen. Außerdem erschweren die im Polschaft eingesetzten Magnete die Unterdrückung ihres Streuflusses. Häufig ist eine durchgehende Lufttasche mit schmalen Verbindungsstegen erforderlich, wie in [92] dargestellt, was wiederum zu Festigkeitsproblemen führen kann. Aus all diesen Gründen werden die Magnete vorzugsweise in den Polschuhen angeordnet.

Es ist jedoch unvermeidlich, dass sich der magnetische Widerstand des magnetischen Kreises durch die Verwendung von vergrabenen Magneten erhöht. Um diesen Effekt so gering wie möglich zu halten, werden statt eines zentralen Magneten in jedem Polschuh zwei kleine Magnete mit Abstand zueinander eingesetzt. Abbildung 4.11 (a) zeigt beispielsweise eine FSM mit horizontal angeordneten Lufttaschen in unterschiedlichen Abständen, wobei die beiden Luft-



(a) Geometrie der FSM mit Lufttaschen an verschiedenen Stellen:  $FSM_{ita}$  (red),  $FSM_{ltm}$  (green),  $FSM_{lti}$  (blue)

(b)  $\Psi_{R,d}$  der verschiedenen Varianten:  
 $\Psi_{R,d,FSM}$  (black),  $\Psi_{R,d,ita}$  (red),  
 $\Psi_{R,d,ltm}$  (green),  $\Psi_{R,d,lti}$  (blue)

Abbildung 4.11: FSM mit Lufttaschen unterschiedlicher Abstände in den Polschuhen und deren Rotorerregung bei  $J_S = 5,3 \text{ A/mm}^2$ ,  $J_R = 2,8 \text{ A/mm}^2$

taschen um jeweils 1 mm von außen ( $FSM_{ita}$ ) nach innen ( $FSM_{ltm}$  und  $FSM_{lti}$ ) verschoben sind. Die Auswirkung des erhöhten magnetischen Widerstandes ist in Abbildung 4.11 (b) dargestellt, indem das jeweilige Verhältnis der Rotorerregung verschiedener Maschinenvarianten zur FSM ohne Lufttasche aufgetragen ist. Alle Verläufe der Rotorerregung  $\Psi_{R,d}$  werden mithilfe der zuvor eingeführten Methode der eingefrorenen Permeabilität bei  $J_S = 5,3 \text{ A/mm}^2$ ,  $J_R = 2,8 \text{ A/mm}^2$  bestimmt. Während bei geringer Sättigung mit  $\gamma < 0^\circ$  das  $\Psi_{R,d}$  der verschiedenen Varianten nahezu gleich sind, weist eine Maschine mit kleinerem Lufttaschenabstand bei erhöhter Sättigung mit  $\gamma > 0^\circ$  einen höheren magnetischen Widerstand in der d-Achse und damit eine geringere Rotorerregung auf ( $\Psi_{R,d,lti} < \Psi_{R,d,ltm} < \Psi_{R,d,ita}$ ). Allerdings nimmt die mechanische Belastung mit den nach außen wandernden Lufttaschen zu, da diese zu einer Verengung der kraftführenden Stege führen. Auf die mechanische Festigkeit wird in Abschnitt 4.2 näher eingegangen.

#### 4.1.4 Untersuchung der magnetischen Asymmetrie

Aufbauend auf den oben dargestellten Untersuchungen wird eine Beispielmaschine mit hybriderregtem Rotor durch Geometrieeoptimierung ausgelegt, wobei als zusätzliche Randbedingung 10 % des Magnetvolumens der Referenz-PSM in den gleichen Rotor der zuvor ausgelegten FSM eingesetzt werden. Die Ma-

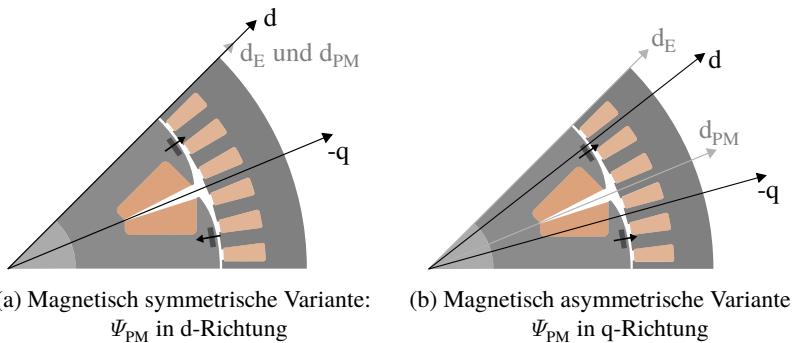


Abbildung 4.12: HSM mit unterschiedlicher Magnetisierung der Permanentmagnete

gnete sind, wie in Abschnitt 4.1.3 diskutiert, zweigeteilt und im Polschuhbereich angeordnet, um einerseits die Rotorerregung zu verstärken und andererseits den q-Fluss zu behindern und damit die Schenkligkeit der Maschine zu erhöhen. Der Abstand zwischen zwei Magneten wird so bestimmt, dass später die gewünschte Umfangsgeschwindigkeit des Rotors erreicht wird. Zusätzlich kann durch gezielte Magnetisierung der Permanentmagnete eine magnetische Asymmetrie erzeugt werden. Dies wird durch die Magnetisierung der Magnete in der negativen q-Achse der elektrischen Erregung erreicht, wie in Abbildung 4.12(b) dargestellt. Die d-Achse der Permanentenregung ( $d_{PM}$ ) und der elektrischen Erregung ( $d_E$ ) sind daher versetzt. Die resultierende d/q-Achse der beiden Teilsysteme stimmt nach Überlagerung nicht mehr mit ihrer geometrisch symmetrischen Achse überein. Es entsteht eine magnetische Asymmetrie. Obwohl die Geometrie unterschiedlich ist, ist das Grundprinzip das gleiche wie bei der magnetischen Asymmetrie in Abbildung 4.9 (a). Alternativ können die Permanentmagnete in der gleichen d-Achse der elektrischen Erregung magnetisiert werden, wie in Abbildung 4.12(a) dargestellt. Dadurch bleibt die resultierende d/q-Achse im Vergleich zur FSM ohne Magnete unverändert und es handelt sich um eine magnetisch symmetrische Variante. Nachfolgend sind die Drehmomentverläufe und deren Maximalwerte für die beiden Varianten rein theoretisch ohne Berücksichtigung von Sättigungseffekten gegenübergestellt. Außerdem wird von einem stationären Betrieb ausgegangen.

Die Hauptmotivation für die magnetische Asymmetrie ist die Erhöhung des Gesamtdrehmoments gemäß Abbildung 4.9 (b) durch Verschiebung der Dreh-

momentkurven, sodass das maximale Synchron- und Reluktanzmoment bei möglichst nahe beieinander liegenden Vorsteuerwinkeln auftreten. Es wird jedoch bisher übersehen, dass das Synchronmoment weiter zerlegt werden kann, indem das durch elektrische Erregung und das durch Magneterregung erzeugte Moment getrennt betrachtet werden. Bei der Hybriderregung mit zusätzlichen Magneten im Rotor wird der Rotoranteil der Statorflussverkettung gemäß Gleichung (4.2) zu Gleichung (4.6) erweitert.

$$\begin{bmatrix} \Psi_{R,d} \\ \Psi_{R,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dE} \\ L_{qE} \end{bmatrix} \cdot I_E + \begin{bmatrix} \Psi_{PM,d} \\ \Psi_{PM,q} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Da von einem linearen Maschinenverhalten ausgegangen wird, werden die Koppelinduktivitäten zwischen d- und q-Achse vernachlässigt. Im Gesamtdrehmoment ist nun ein zweiter Anteil im Synchronmoment enthalten, der gemäß Gleichung (4.7) berechnet werden kann. Für die in Abbildung 4.12 dargestellte symmetrische Variante gilt:  $\Psi_{PM,q} = 0$ ; für die asymmetrische Variante hingegen:  $\Psi_{PM,d} = 0$ .

$$M = \frac{3}{2} p \cdot \left( \underbrace{L_{dE} I_E \cdot I_q}_{M_{syn,E}} + \underbrace{\Psi_{PM,d} \cdot I_q - \Psi_{PM,q} \cdot I_d}_{M_{syn,PM}} + \underbrace{(L_d - L_q) \cdot I_d I_q}_{M_{rel}} \right) \quad (4.7)$$

Das Drehmoment setzt sich aus dem Reluktanzmoment  $M_{rel}$  und zwei Synchronmomentanteilen  $M_{syn,E}$  und  $M_{syn,PM}$  zusammen, die durch elektrische Erregung  $\Psi_{R,E,d} = L_{dE} I_E$  bzw. permanente Erregung  $\Psi_{PM,d}$  und  $\Psi_{PM,q}$  erzeugt werden.

In Abbildung 4.13 sind die drei Drehmomentkomponenten der magnetisch symmetrischen bzw. asymmetrischen Maschine über dem Vorsteuerwinkel mit willkürlich gewählten Amplituden  $M_{syn,PM,max} = 0,5 \cdot M_{syn,E,max}$  und  $M_{rel,max} = 0,3 \cdot M_{syn,E,max}$  gegenübergestellt. Dabei werden die Amplituden der durch die permanente Erregung erzeugten Synchronmomente (grüne Kurven) aufgrund des angenommenen linearen Magnetkreises für die symmetrische und die asymmetrische Maschine als gleich gehalten. Sie unterscheiden sich lediglich in der Phasenlage. Da das Reluktanzmoment nicht von der Polarität des magnetischen Kreises, sondern von der Geometrie abhängt, hat das Reluktanzmoment die doppelte Frequenz im Vergleich zum Synchronmoment und bleibt für beide Varianten gleich. Bei der symmetrischen Maschine in Abbildung 4.13 (a) haben die beiden Anteile des Synchronmoments die gleiche Phasenlage. Dagegen zeigen sie bei der magnetisch asymmetrischen Maschine in Abbildung 4.13 (c)  $90^\circ$  Phasenverschiebung, da die beiden Erregungsarten um  $90^\circ$  phasenverschoben sind. Aufgrund der Magnetisierung der Permanentmagnete in der magnetisch

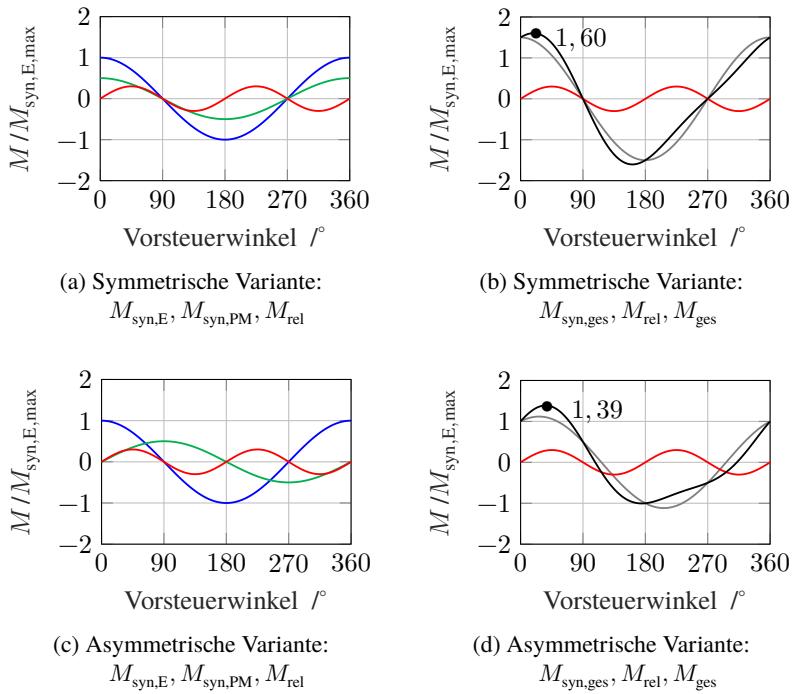
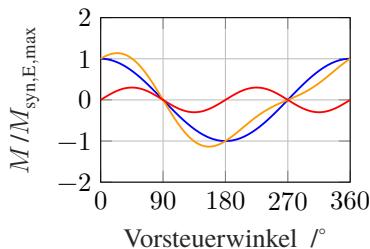


Abbildung 4.13: Verläufe der Drehmomentkomponenten mit willkürlich gewählten Amplituden für beide Varianten:

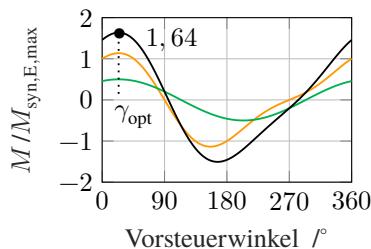
$$M_{\text{syn},E} \text{ (blue)}, M_{\text{syn},\text{PM}} \text{ (green)}, M_{\text{rel}} \text{ (red)}, M_{\text{syn},\text{ges}} \text{ (black)} = M_{\text{syn},E} + M_{\text{syn},\text{PM}}, M_{\text{ges}} \text{ (black)} = M_{\text{syn},\text{ges}} + M_{\text{rel}}$$

asymmetrischen Maschine in negativer  $q$ -Richtung ist für eine positive Synchronmomentkomponente  $-\Psi_{\text{PM},q} \cdot I_d$  ein positiver  $I_d$ -Strom erforderlich. Daraus ergeben sich drei positive Drehmomentkomponenten zwischen den Vorsteuerwinkeln  $0^\circ - 90^\circ$ , wie in Abbildung 4.13 (c) dargestellt.

Der Vergleich der Abbildungen 4.13 (b) und 4.13 (d) zeigt, dass das Gesamtdrehmoment der magnetisch symmetrischen Variante höher ist als das der asymmetrischen Maschine, obwohl die Scheitelpunkte des Synchronmoments und des Reluktanzmoments bei der magnetisch asymmetrischen Variante nä-



(a) Drehmomentverlauf:  
 $M_{\text{syn},E}$ ,  $M_{\text{rel}}$ ,  $M_{\text{syn},E} + M_{\text{rel}}$



(b) Drehmomentverlauf:  
 $M_{\text{syn},E} + M_{\text{rel}}$ ,  $M_{\text{syn},PM}$ ,  $M_{\text{ges}}$

Abbildung 4.14: Drehmomentverlauf bei optimaler Magnetisierung:  $M_{\text{syn},E}$  (—),  $M_{\text{syn},PM}$  (—),  $M_{\text{rel}}$  (—),  $M_{\text{syn},E} + M_{\text{rel}}$  (—),  $M_{\text{ges}} = M_{\text{syn},E} + M_{\text{syn},PM} + M_{\text{rel}}$

her beieinander liegen. Während das normierte maximale Gesamtdrehmoment der symmetrischen Variante bis zu 1,6 beträgt, erreicht die asymmetrische Maschine mit Magnetisierung in negativer q-Richtung nur 1,39. Der Grund hierfür ist, dass die beiden Synchronmomentanteile um  $90^\circ$  phasenverschoben sind, was zu einem kleineren Spitzenwert des gesamten Synchronmoments führt. Dieses Beispiel zeigt, dass die asymmetrische Variante bei gleicher Magneterregung ohne Berücksichtigung der Sättigung nicht das gleiche Gesamtsynchronmoment wie die symmetrische Variante erreichen kann.

Eine sinnvollere Nutzung der magnetischen Asymmetrie ist jedoch möglich. Die optimale Magnetisierung von Permanentmagneten ist tatsächlich weder gleichphasig noch um  $90^\circ$  phasenverschoben zur elektrischen Erregung. Zu maximieren ist die Summe der drei Drehmomentkomponenten. Dementsprechend ist die optimale d-Achse der Permanentmagnete so gewählt, dass der Spitzenwert des Synchronmoments  $M_{\text{syn},PM}$  unter demselben Vorsteuerwinkel liegt wie das resultierende Drehmoment aus  $M_{\text{syn},E}$  und  $M_{\text{rel}}$ , siehe Abbildung 4.14. In diesem Fall kann der optimale Vorsteuerwinkel aus Gleichung (4.5) ermittelt werden, indem Gleichung (4.8) gesetzt wird.

$$\frac{\partial M}{\partial \gamma} = 0 \quad (4.8)$$

Mit den beiden Stromkomponenten

$$I_d = \hat{I}_S \sin \gamma \quad (4.9)$$

$$I_q = \hat{I}_S \cos \gamma \quad (4.10)$$

ergibt sich das Drehmoment ohne Berücksichtigung der Koppelanteile:

$$M = \frac{3}{2} p \cdot \left( \Psi_{R,E,d} \cdot \hat{I}_S \cos \gamma + (1 - \zeta) \cdot L_d \hat{I}_S^2 \sin \gamma \cos \gamma \right) \quad (4.11)$$

Mit Gleichung (4.8) gilt:

$$2(\zeta L_d \hat{I}_S - L_d \hat{I}_S) \sin^2 \gamma - \Psi_{R,E,d} \sin \gamma + (L_d \hat{I}_S - \zeta L_d \hat{I}_S) = 0 \quad (4.12)$$

Aufgelöst nach  $\gamma$  ergibt sich:

$$\gamma_{\text{opt}} = \arcsin \left( \frac{\Psi_{R,E,d} - \sqrt{\Psi_{R,E,d}^2 + 8L_d^2 \hat{I}_S^2 (\zeta - 1)^2}}{4L_d \hat{I}_S (\zeta - 1)} \right), \quad -45^\circ \leq \gamma_{\text{opt}} \leq 45^\circ \quad (4.13)$$

wobei  $\gamma_{\text{opt}}$  bei  $\zeta < 1$  positiv und bei  $\zeta > 1$  negativ ist. Die für die Berechnung erforderlichen Größen  $\Psi_{R,E,d}$ ,  $\zeta$  und  $L_d$  können mithilfe der eingefrorenen Permeabilität bestimmt werden.

Die optimale Magnetisierung der Permanentmagnete zur Ausnutzung der magnetischen Asymmetrie ist gegenüber der elektrischen Erregung um  $\gamma_{\text{opt}}$  verschoben, siehe Abbildung 4.15. Mögliche Ansätze zur Realisierung wären z. B. eine geometrische Asymmetrie oder symmetrisch angeordnete Magnete mit unterschiedlicher Remanenz. Dies wird hier jedoch nicht weiter verfolgt. Aufgrund der hohen maximalen Stromdichte, die später in die Maschine eingespeist wird, und der damit verbundenen hohen Sättigung wird in dieser Arbeit auf eine magnetische Asymmetrie verzichtet. Da sich der Verlauf der einzelnen Drehmomentkomponenten mit steigender Sättigung stark verzerrt (siehe Abbildung 4.5 (b)), ist der  $\gamma_{\text{opt}}$  je nach Sättigungszustand nicht konstant und eine magnetische Asymmetrie kann nicht über den gesamten Arbeitsbereich sinnvoll genutzt werden. Die Permanentmagnete sind wie in Abbildung 4.12 (a) dargestellt magnetisiert. Es bleibt eine magnetisch symmetrische Maschine.

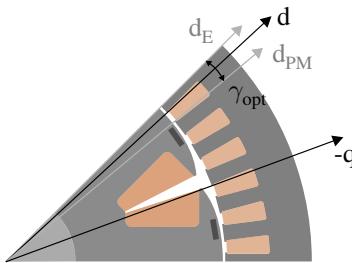


Abbildung 4.15: HSM mit optimaler Magnetisierung der Permanentmagnete

#### 4.1.5 Wirkungsgradsteigerung durch hybriderregten Rotor

Durch den Einsatz von Permanentmagneten werden zwei Effekte zur Verbesserung des Betriebsverhaltens genutzt. Zum einen wird die Rotorerregung durch den zusätzlichen magnetischen Fluss verstärkt, sodass das Synchronmoment bei gleichem Erregerstrom ansteigt. Zum anderen wird der Effekt der Luftbarriere genutzt, um durch die Behinderung des q-Flusses die Schenkligkeit  $\zeta^{-1}$  der Maschine zu erhöhen, was zu einer Verbesserung des Reluktanzmoments führt.

Abbildung 4.11 (b) zeigt, dass die Rotorerregung bereits bei kleinen Luftbarrieren abnimmt. Dies soll durch den zusätzlichen magnetischen Fluss der Magnete kompensiert werden, sodass die gesamte Rotorerregung der HSM bei gleichem Erregerstrom höher ist. Allerdings hängt dieser Effekt von der Sättigung ab. Zum Vergleich mit Abbildung 4.6 (a) ist in Abbildung 4.16 (a) die Rotorerregung der HSM bei gleichen Betriebspunkten aufgetragen.

Während bei geringer Sättigung eine deutliche Erhöhung der Rotorerregung durch den Einsatz der Magnete zu beobachten ist (rote durchgezogene Kurve in Abbildung 4.16 (a)), ist die Erhöhung der Rotorerregung beim hochgesättigten Betriebszuständen kaum zu sehen. Dies ist an der roten durchgezogenen Kurve bei positivem Vorsteuerwinkel zu erkennen, bei der die Sättigung durch Überlagerung des Rotorflusses und des d-Flusses verstärkt wird, oder an der Rotorerregung bei erhöhter Stromdichte (blaue durchgezogene Kurve) in Abbildung 4.16 (a). Dies deutet auf eine stärkere Abnahme der Induktivität  $L_{dE}$  bei hoher Sättigung durch den zusätzlichen magnetischen Widerstand der Permanentmagnete hin, sodass der gesamte Rotorfluss durch den magnetischen Fluss der Permanentmagnete nicht wesentlich erkennbar erhöht werden kann. Allerdings wirkt sich der verstärkte Luftbarriere-Effekt bei hoher Sättigung auch auf

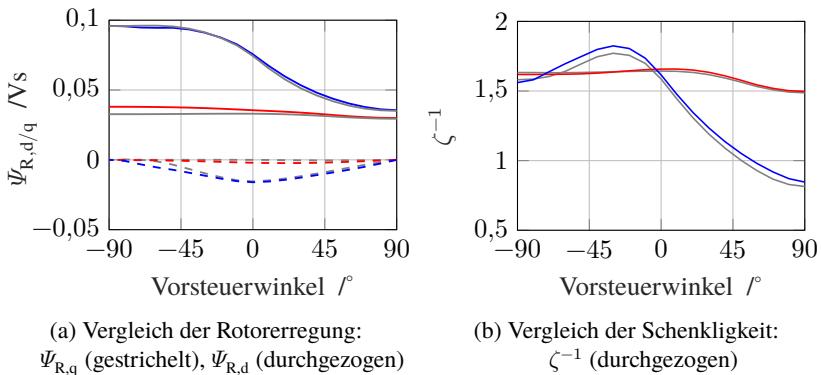


Abbildung 4.16: Rotorerregung und Schenkligkeit: HSM bei geringer Sättigung mit  $J_s = 5,3 \text{ A/mm}^2$ ,  $J_R = 2,8 \text{ A/mm}^2$  (—, - - -); HSM bei erhöhter Sättigung mit  $J_s = 17,5 \text{ A/mm}^2$ ,  $J_R = 8,3 \text{ A/mm}^2$  (—, - · - -); Verhalten der FSM nach Abbildung 4.6 (—)

den q-Fluss, was zu einer Erhöhung der Schenkligkeit  $\zeta^{-1}$  führt, siehe Abbildung 4.16(b). Während die  $\zeta^{-1}$  bei geringer Sättigung, bei der der magnetische Kreis quasi linear ist, nicht wesentlich zunimmt, steigt sie mit zunehmender Stromdichte deutlich an. Durch die Kombination beider Effekte erhöht sich das Gesamtdrehmoment der HSM gegenüber der FSM bei niedrigen sowie bei erhöhten Sättigungszuständen. Die Drehmomentkurven der beiden Maschinen sind in Abbildung 4.17 dargestellt.

Bei geringer Sättigung ist in Abbildung 4.17(a) eine Drehmomenterhöhung durch den hybriderregten Rotor über alle betrachteten Vorsteuerwinkel zu erkennen. Jetzt dominiert der Effekt der verstärkten Rotorerregung, wie oben erläutert. Das maximale Drehmoment steigt von 46,0 Nm auf 49,8 Nm, was einer Zunahme von 8,3 % entspricht. Bei erhöhter Sättigung mit  $J_s = 17,5 \text{ A/mm}^2$  und  $J_R = 8,3 \text{ A/mm}^2$  ändert sich die Form der Drehmomentkurve durch die Erhöhung der Schenkligkeit  $\zeta^{-1}$ , wie in Abbildung 4.17(b) dargestellt. Während das Drehmoment im negativen Vorsteuerwinkel aufgrund des negativen Reluktanzmoments leicht abnimmt, steigt das Drehmoment im MTPA-Punkt um 5,1 % von 252,0 Nm auf 264,9 Nm. Somit wird für beide Sättigungszustände eine Erhöhung des Drehmoments erreicht, was zu einer Wirkungsgradsteigerung

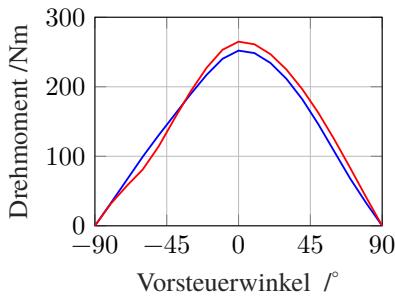
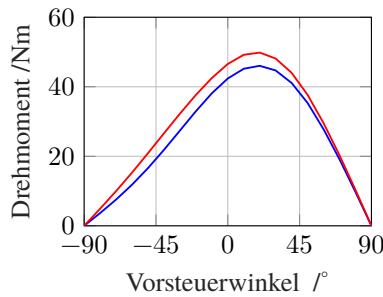


Abbildung 4.17: Drehmomentverläufe bei unterschiedlichen Stromdichten:  
 FSM (—), HSM (—)

beitragen kann. Das Wirkungsgradkennfeld der HSM und ihr Differenzkennfeld im Vergleich zur FSM sind in Abbildung 4.18 dargestellt. Zudem sind in Abbildung 4.18 (a) die Maximalgrenzenlinien eingezeichnet.

Unter gleichen Simulationsrandbedingungen weist die HSM ein höheres maximal erreichbares Drehmoment auf. Dies wird in Abbildung 4.18 (a) deutlich, wo

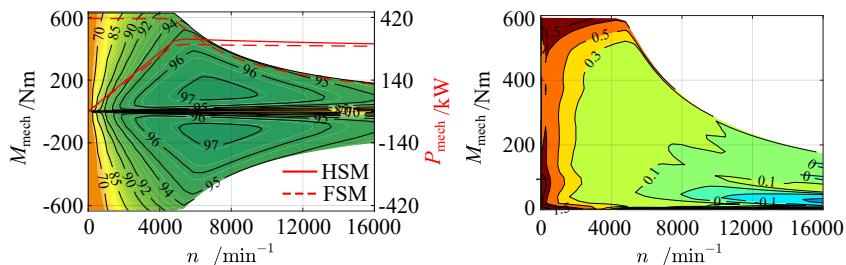


Abbildung 4.18: Wirkungsgradkennfelder der HSM

sich das maximale Drehmoment im Vergleich zur FSM von 592 Nm auf 625 Nm erhöht. Dies entspricht einer Steigerung von 5,6 %. Die maximale Leistung erhöht sich um 8,2 % auf 323 kW. Der Spitzenwirkungsgrad liegt wie bei der FSM bei knapp über 97 %. Abbildung 4.18 (b) zeigt eine Verbesserung des Wirkungsgrads über fast den gesamten Arbeitsbereich, wobei die Verbesserung bei hohen Drehzahlen minimal ist. Da das Grundprinzip auf der Einsparung von Kupferverlusten durch Hybriderregung beruht, ergeben sich grundsätzlich vertikale Isolinien in Abbildung 4.18 (b). Im Drehzahlbereich von 0 bis  $2000 \text{ min}^{-1}$  ist die Steigerung am größten. Je nach Bereich kann der Wirkungsgrad um mehr als 1,5 Prozentpunkte gesteigert werden. Mit zunehmender Drehzahl nimmt die Verbesserung ab. Während zwischen  $2000 \text{ min}^{-1}$  und  $8000 \text{ min}^{-1}$  eine Verbesserung von bis zu 0,3 Prozentpunkten erreicht wird, sinkt dieser Wert ab etwa  $8000 \text{ min}^{-1}$  langsam gegen 0. Außerdem sind Bereiche mit leicht verschlechtertem Wirkungsgrad bei hohen Drehzahlen und niedrigen Drehmomenten zu erkennen, die auf leicht erhöhte Eisenverluste zurückzuführen sind. Die Wirkungsgradsteigerung durch einen hybriderregten Rotor wird wie oben dargestellt erreicht. Der Wirkungsgrad im Feldschwächbereich wird auf dem Niveau der FSM gehalten und im Grundlastbereich verbessert. Da einerseits nur ein geringer Anteil der Magnete eingesetzt wird und andererseits die FSM durch die zuvor beschriebene Multzieloptimierung bereits hocheffizient ist, wird diese Wirkungsgradsteigerung der HSM als zufriedenstellend angesehen.

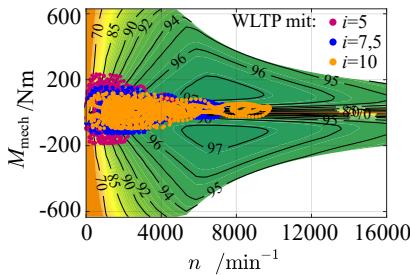


Abbildung 4.19: WLTP-Zyklus mit drei Getriebeübersetzungen  $i$

	$\eta_{\text{WLTP,FSM}}$	$\eta_{\text{WLTP,HSM}}$
$i = 5$	93,3 %	93,7 %
$i = 7,5$	94,8 %	95,1 %
$i = 10$	94,8 %	95,0 %

Tabelle 4.1: WLTP-Wirkungsgrade nach Maschinen und  $i$

Die Verbesserung des Wirkungsgrades der HSM führt zu einer Erhöhung des Zykluswirkungsgrades. Betrachtet wird der WLTP-Zyklus. Es werden Fahrzeugdaten aus einem Oberklassefahrzeug verwendet, wobei für den Vergleich eine fiktive Getriebeübersetzung mit  $i = 5$ ,  $i = 7,5$  und  $i = 10$  variiert wird. Abbildung 4.19 zeigt die entsprechenden Maschinenbetriebspunkte im

Wirkungsgradkennfeld der HSM, wobei die violetten Punkte  $i = 5$ , die blauen  $i = 7,5$  und die orangen  $i = 10$  entsprechen. Die Zykluswirkungsgrade nach Maschinen und Übersetzungen sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst. Bei einem kleinen Übersetzungsverhältnis ist der Zykluswirkungsgrad beider Maschinen verhältnismäßig gering, da der Wirkungsgrad bei niedrigen Drehzahlen aufgrund der Kupferverluste und der geringen mechanischen Leistung im Allgemeinen schlechter ist. Allerdings weist die HSM bei diesem Übersetzungsverhältnis die größte Verbesserung gegenüber der FSM auf. Bei höheren Übersetzungen verschieben sich die Betriebspunkte in den höheren Drehzahlbereich. Bei  $i = 10$  fällt die Verbesserung des Zykluswirkungsgrades wenig ins Gewicht, da der Verbesserungseffekt durch den Einsatz von Magneten mit steigender Drehzahl abnimmt, wie in Abbildung 4.18 (b) dargestellt. Der höchste Zykluswirkungsgrad beider Maschinen wird bei  $i = 7,5$  erreicht. Durch den hybriderregten Rotor kann eine Steigerung des WLTP-Zykluswirkungsgrades um 0,3 Prozentpunkte realisiert werden.

## 4.2 Mechanische Auslegung

In diesem Abschnitt werden die mechanische Festigkeit und die Möglichkeiten zur Erhöhung der Festigkeit der ausgelegten Maschinen untersucht. Ziel ist es, die Betriebsdrehzahl der Maschinen zu maximieren und damit die Auslegung der Maschinen als hochdrehende Traktionsmotoren zu ermöglichen. Hochdrehende elektrische Maschinen zählen zu den heutigen Entwicklungstrends im Bereich der Traktionsmaschinen für die Elektromobilität, da sie sowohl die Performance von Elektrofahrzeugen bei hohen Geschwindigkeiten verbessern als auch die Leistungsdichte der Traktionsmaschinen erhöhen [39, 93]. Die Untersuchung beginnt in Abschnitt 4.2.1 mit der Identifizierung der festigkeitskritischen Stellen und der Optimierung der Kerbgeometrie. Anschließend wird in Abschnitt 4.2.2 mithilfe der strukturmechanischen 3D-Simulationen gezeigt, dass Verformungen der Wicklungen und Wickelköpfe zu zusätzlichen Spannungsüberhöhungen führen können, die die maximale Betriebsdrehzahl erheblich begrenzen. Zur sicheren Befestigung der Rotorwickelköpfe und damit zur Unterdrückung lokaler Spannungsüberhöhungen wird in Abschnitt 4.2.3 eine neue Rotorkonstruktion mit gezielt ausgewählten Materialien vorgestellt, die den Einsatz der HSM als hochdrehenden Maschine ermöglicht. Abschließend werden die Wirbelstromverluste in den eingeführten stirnseitigen Bauteilen betrachtet und deren Einfluss auf den Wirkungsgrad der Maschine untersucht. Die Validierung der mechanischen Auslegung wird in Kapitel 6 anhand des Schleudertests dargestellt.

### 4.2.1 Optimierung der Kerbgeometrie

Die erste statisch-mechanische FEM-Simulation wird mit Ansys Workbench (ANSYS Inc.) durchgeführt. Das Material des Blechpaketes wird als linear elastisch mit einem konstanten Elastizitätsmodul von 196 GPa gemäß den Herstellerangaben des später in den Prototypen verwendeten Elektroblechs NO30-16HS definiert. Je nach Orientierung in Walzrichtung oder quer zur Walzrichtung liegt die Streckgrenze des Rotorblechs zwischen 440 MPa und 460 MPa. Unter Ausnutzung der Symmetrie der Maschine wird in der Simulation ein halber Pol aufgebaut. Die Betriebstemperatur der Bauteile wird zunächst nicht berücksichtigt. Abbildung 4.20 zeigt die Vergleichsspannung nach Von-Mises für die HSM bei einer Drehzahl von  $16\,000\text{ min}^{-1}$ . Die Von-Mises-Vergleichsspannung wird zur Beurteilung des Versagensverhaltens von Bauteilen verwendet.

Mithilfe der in Abbildung 4.20 dargestellten FEM-Simulation kann der festigkeitskritische Bereich identifiziert werden. Als Randbedingung in der Simulation wird angenommen, dass die Kontaktfläche zwischen Wicklung und Polschaft nicht trennbar ist, um eine Körperbewegung der Wicklungsfläche zu verhindern. Die übrigen Kontakte zwischen den Wicklungen und dem Blechpaket werden mit Reibungskoeffizienten beaufschlagt. Die lokalen Spannungskonzentrationen treten an den Übergängen zwischen Polschuh und Polschaft (bis 437 MPa) sowie zwischen Polschaft und Rotorjoch (bis 323 MPa) auf. Aufgrund der Fliehkraft üben die Wicklungen eine Druckspannung auf die Polschuhe aus, die zu einem Biegemoment am Übergang zwischen Polschuh und Polschaft führt. Dementsprechend tritt in diesem Bereich in der Regel die höchste mechanische Belastung auf, die die Betriebsdrehzahl begrenzt. Darüber hinaus stellen

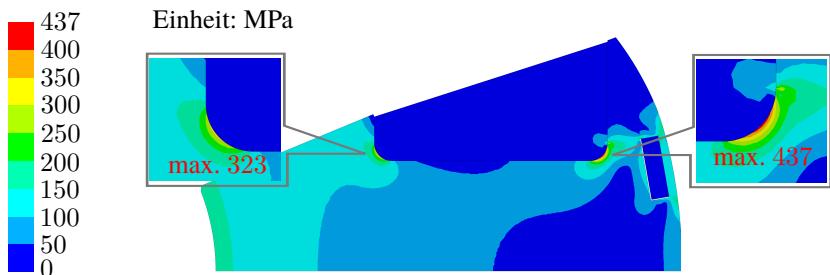


Abbildung 4.20: Von-Mises-Spannung der HSM bei  $16\,000\text{ min}^{-1}$  mit  $90^\circ$  kreisförmiger Rundung: lokale Spannungskonzentrationen an den Rundungsbereichen

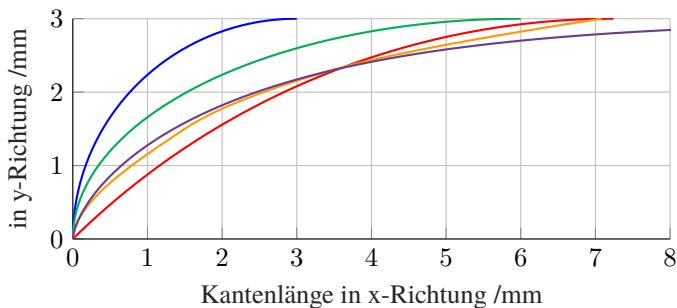


Abbildung 4.21: Verschiedene Kerbgeometrien: 90°-Kreisbogen (—), 45°-Kreisbogen (—), Ellipse (—), Zugdreieck (—), Traktrix (—)

die Stege zwischen den Magneten und der Rotoroberfläche weitere Schwachstellen dar. Hier wird der Streufluss der Magnete geführt und sollte möglichst dünn gehalten werden. Ziel der Anpassung der Stegbreite ist es, eine mechanische Spannung zu erreichen, die in etwa der Spannung in den Rundungsbereichen entspricht. Dies wird im weiteren Verlauf bei der 3D-Simulation deutlich. Die mechanische Belastung der Rundungsbereiche kann durch Anpassung der Kurvenform optimiert werden. Dazu werden verschiedene Kerbgeometrien, die in Abbildung 4.21 dargestellt sind, in Maschinengeometrien umgesetzt und deren Vergleichsspannung mittels FEM untersucht. Da die elliptische Kurvenform neben der deutlichen Reduzierung der mechanischen Spannungen auch eine gute Optimierungsmöglichkeit mit nur zwei Modellierungsvariablen bietet [E1], werden in den Übergangsbereichen elliptische Kurven als Kerbgeometrie gewählt. In Abbildung 4.22(a) ist zu erkennen, dass durch die optimierten elliptischen Kerbgeometrien die lokale Maximalspannung am Nutgrund von 323 MPa auf 282 MPa reduziert wird. Dies entspricht einer Reduzierung um 12,7 %. Die globale maximale Von-Mises-Spannung unter den Polschuhen beträgt 361 MPa, was einer Verringerung von 17,4 % entspricht. Im Vergleich zu dem in Abbildung 4.20 dargestellten Modell mit 90°-Kreisrundungen ergibt sich jedoch ein Verlust an Wicklungsfläche von 1,6 % der gesamten Wicklungsfläche. Dies entspricht etwa einer Windung weniger. Außerdem liegt die maximale Vergleichsspannung der FSM-Variante in Abbildung 4.22(b) mit 309 MPa um weitere 14 % niedriger. Der Kraftfluss verteilt sich homogener durch die größere effektive Dicke des Polschuhs ohne Permanentmagnete.

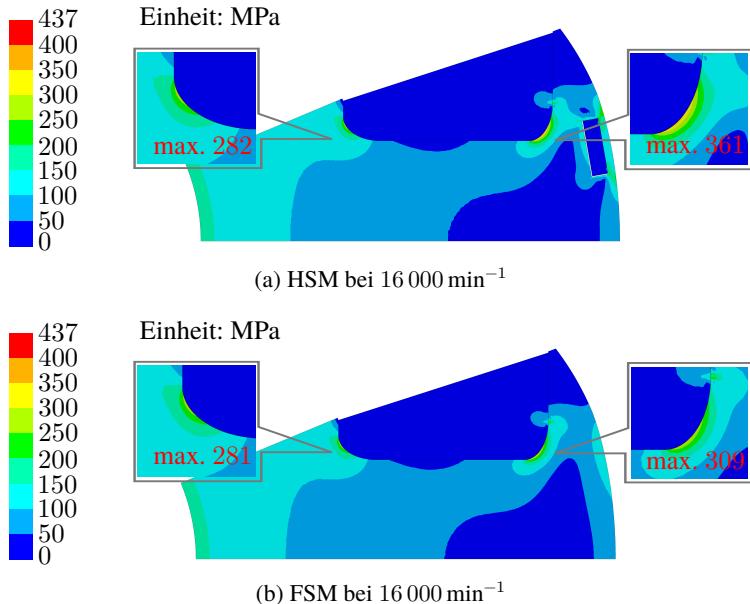
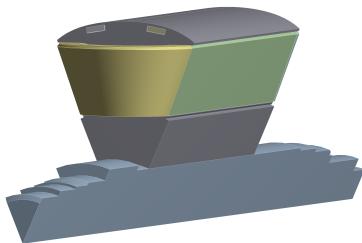


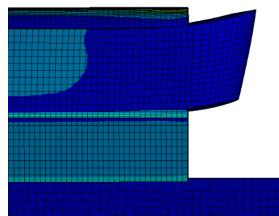
Abbildung 4.22: Von-Mises-Spannung von Maschinen mit optimierten elliptischen Kerbgeometrien

#### 4.2.2 Verformung der Wickelköpfe

Die 3D-Simulationen der Strukturmechanik werden mit Ansys Workbench durchgeführt. Um die Symmetrie auszunutzen und damit den Simulationsaufwand zu reduzieren, wird ein Pol als Teilmodell simuliert, siehe Abbildung 4.23 (a). In der ersten Simulation werden das Blechpaket, die Welle, die Wicklungen und die Wickelköpfe berücksichtigt. Alle Materialien werden als linear elastisch betrachtet, wobei die anisotropen Eigenschaften der Wicklungsfläche nach der in Abschnitt A.3 eingeführten Methode berücksichtigt werden. Die Simulation bei  $16\,000\text{ min}^{-1}$  und Raumtemperatur zeigt, dass sich die Wickelköpfe aufgrund der durch die Rotation entstehenden Fliehkraft radial nach außen verformen. Dies wird in Abbildung 4.23 (b) durch die vergrößerte Darstellung der Verformung mit einem Skalierungsfaktor von 11 veranschaulicht. Als Folge entstehen lokale Spannungsüberhöhung am Blechpaket und an den



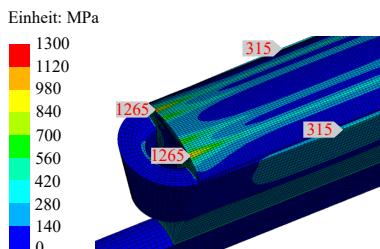
(a) Teilmodell unter Ausnutzung der Symmetrie



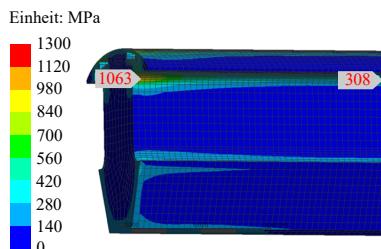
(b) Verformung des Wickelkopfes in vergrößerter Darstellung bei  $16\,000\text{ min}^{-1}$

Abbildung 4.23: 3D-Simulation der Strukturmechanik in Ansys Workbench

Wicklungen. Unter den Polschuhen im zuvor optimierten Rundungsbereich treten somit in der Nähe der Wickelköpfe deutlich höhere Vergleichsspannungen auf als in der 2D-Festigkeitssimulation, siehe Abbildung 4.24 (b). In der axialen Mitte hingegen liegt die Vergleichsspannung auf dem gleichen Niveau wie bei der 2D-Simulation. In Abbildung 4.24 (a) sind weitere mechanische Spannungsüberhöhung an den Brücken zwischen den Magneten und der Rotoroberfläche in



(a) Spannungsüberhöhung an den Wicklungen und am Blechpaket

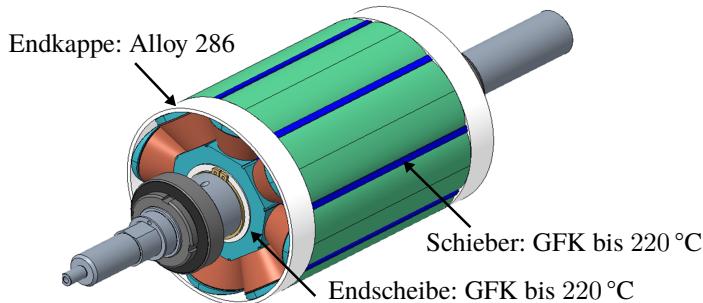


(b) Spannungsüberhöhung am Blechpaket unter den Polschuhen

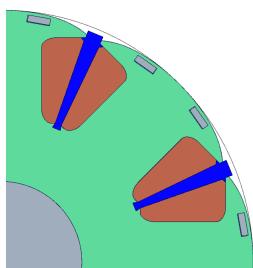
Abbildung 4.24: Mechanische Überbeanspruchung durch Verformung der Wickelköpfe und der Wicklungen bei  $16\,000\text{ min}^{-1}$  und Raumtemperatur

der Nähe der Wickelköpfe zu erkennen, die ebenfalls auf die Verformung der Wickelköpfe zurückzuführen sind. Außerdem verformen sich die Wicklungen in den Rotornuten zur Polmitte hin, was zu einer mechanischen Überbeanspruchung der Wicklungen und zur Zerstörung der imprägnierten Wicklungen führen kann. Aus den oben genannten Gründen sind neue mechanische Konstruktionen erforderlich, bei denen der Schwerpunkt auf einer besseren Fixierung der Wickelköpfe und der Wicklungen in den Rotornuten liegt, um die HSM als hochdrehenden Antrieb zu ermöglichen.

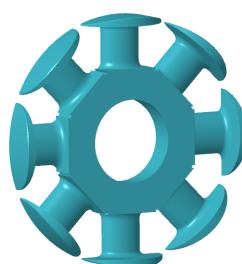
#### 4.2.3 Auslegung hochdrehender Maschinen



(a) Außenansicht mit Schiebern (blau), Endscheiben (grün) und Endkappen (weiß)



(b) Querschnitt



(c) Endscheibe

Abbildung 4.25: Rotorkonstruktion der hochdrehenden HSM

Eine neue Rotorkonstruktion zur Realisierung der hochdrehenden HSM wird, wie in Abbildung 4.25 (a) dargestellt, entwickelt. Statt voll vergossener Rotorwicklungen sollten die Wicklungen nach der Montage mit Harz getränkt werden. An den Stirnseiten sind zwei Endscheiben als Wickelhilfen angebracht, die die Wickelköpfe in Form und Position halten. Die in Abbildung 4.25 (c) gezeigten Endscheiben sind aus GFK hergestellt, der bis zu einer Temperatur von 220 °C formbeständig ist. Der GFK hat zwar eine gewisse Festigkeit, reicht aber allein nicht aus, um Verformungen der Wickelköpfe zu verhindern. Demzufolge wird auf jeder Seite außerhalb der Endscheibe zusätzlich eine Endkappe aufgeschrumpft, die aus einem Werkstoff mit einer Streckgrenze von mehr als 600 MPa hergestellt ist. Die Endkappen unterdrücken somit die Verformung der Wickelköpfe und nehmen die auftretenden mechanischen Spannungen auf. Dabei sind die Endkappen absichtlich offen gestaltet, damit ein Teil der Rotorverluste im Betrieb durch Konvektion abgeführt werden kann. Außerdem ist das Material der Endkappen gezielt nicht magnetisch gewählt, um Wirbelstromverluste, die durch das Streufeld verursacht werden, zu unterdrücken.

Zur Vermeidung von Verformungen der Wicklungen in den Rotornutten werden zwischen benachbarten Polen Schieber eingesetzt. Diese sind axial durch die Endkappen und radial durch das Rotorblechpaket positioniert, siehe Abbildungen 4.25 (a) und 4.25 (b), und werden bei der Montage axial in das Blechpaket eingeschoben. Die Schieber werden tangential durch die Druckspannungen der Wicklungen belastet. Hohe mechanische Beanspruchungen sind nicht zu erwarten. Als Material ist daher GFK ausreichend, der bis 220 °C formbeständig ist. In den weiteren Festigkeitssimulationen werden die Welle-Nabe-Verbindungen

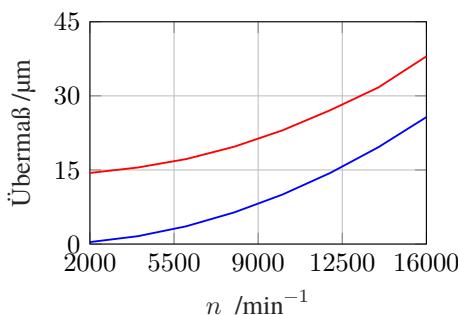


Abbildung 4.26: Übermaß bei Raumtemperatur (—) und max. Betriebstemperatur (—)

zwischen Rotor und Antriebswelle berücksichtigt. In [39] wird die Methode zur Bestimmung der Welle-Nabe-Verbindung des Rotorblechpaketes und der Welle mithilfe der FEM vorgestellt, die hier implementiert werden kann. Abbildung 4.26 zeigt das so ermittelte Übermaß, das mit und ohne Berücksichtigung der Wärmeausdehnung zur Drehmomentübertragung erforderliche ist. Bei  $16\,000\text{ min}^{-1}$  und einer geschätzten maximalen Betriebstemperatur von  $150^\circ\text{C}$  für das Blechpaket und  $100^\circ\text{C}$  für die Welle ist ein Übermaß von mindestens  $38\,\mu\text{m}$  (Radius) erforderlich. Weitere Welle-Nabe-Verbindungen zwischen den Endscheiben und der Welle sowie zwischen den Endkappen und den Endscheiben können nach dem gleichen Verfahren bestimmt werden.

Mit der neuen Konstruktion des Rotors werden die Festigkeitssimulationen erneut durchgeführt, siehe Abbildung 4.27. Lineare Kontaktbedingungen wie z. B. „Verbund“ oder „Keine Trennung“ in 2D-Simulationen werden durch reibungsbehaftete Kontakte ersetzt. Bei gleicher Drehzahl wie in Abbildung 4.24 und Raumtemperatur bleibt nun die Vergleichsspannung über der axialen Länge nahezu gleich. In der axialen Mitte des Blechpaketes unterhalb der Polschuhe beträgt die Vergleichsspannung  $355\,\text{MPa}$ , im Bereich der Wickelköpfe  $361\,\text{MPa}$ . Damit ergeben sich die gleichen Vergleichsspannungen wie bei den zuvor in Abbildung 4.22 dargestellten 2D-Simulationen und die neue Konstruktion bewirkt eine nachgewiesene Reduzierung der Verformung der Wickelköpfe.

Mithilfe von Simulationen ist es möglich, die maximale Betriebsdrehzahl der ausgelegten Maschinen zu bestimmen. Nach DIN EN 60034-1 [94] ist der Nach-

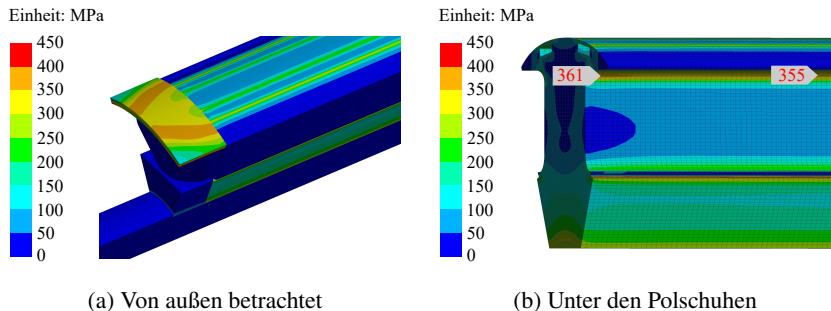


Abbildung 4.27: Von-Mises-Vergleichsspannung mit der neuen Rotorkonstruktion bei  $16\,000\text{ min}^{-1}$  und Raumtemperatur

Tabelle 4.2: Geschätzte maximale Betriebstemperaturen verschiedener Bauteile bei  $n_{\max}$  und Temperaturen bei der Simulation des Schleuderversuchs mit  $1,2 \cdot n_{\max}$

Komponent	$n_{\max}$	$1,2 \cdot n_{\max}$
Rotorwicklung	180 °C	150 °C
Blechpaket, Magnete und Endkappen	150 °C	150 °C
Endscheiben und Schieber	160 °C	150 °C
Welle	100 °C	150 °C

weis der maximalen Betriebsdrehzahl durch eine Überdrehzahl in Höhe des 1,2-fachen der maximalen Betriebsdrehzahl bei Betriebstemperatur zu erbringen. Zur konservativen Simulation werden die maximalen Betriebstemperaturen der Komponenten bei der maximalen Betriebsdrehzahl  $n_{\max}$  abgeschätzt. Für die Simulation eines Schleuderversuchs mit  $1,2 \cdot n_{\max}$  ist der komplette Rotor auf 150 °C zu erwärmen. Die in den Simulationen berücksichtigten Bauteiltemperaturen sind in Tabelle 4.2 zusammengestellt.

Die Simulation mit  $n_{\max} = 14\,000 \text{ min}^{-1}$  ist in Abbildung 4.28 dargestellt. Alle Bauteile befinden sich im Bereich der elastischen Verformung, sodass die Festigkeitsgrenze noch nicht erreicht ist. In der Nähe der Wickelköpfe treten jedoch

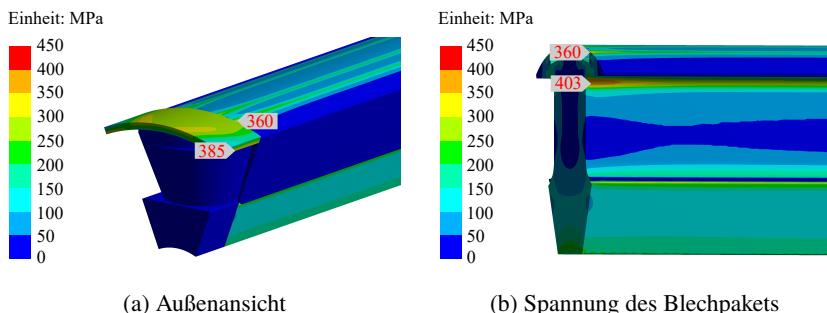


Abbildung 4.28: Von-Mises-Spannung der HSM bei  $n_{\max} = 14\,000 \text{ min}^{-1}$  und maximaler Betriebstemperatur gemäß Tabelle 4.2

erneut leicht erhöhte Spannungen am Blechpaket gegenüber dem axial mittleren Bereich auf. Dies ist auf die Wärmeausdehnung der Bauteile zurückzuführen. Aufgrund der unterschiedlichen Bauteiltemperaturen und der unterschiedlichen Wärmeausdehnungskoeffizienten der verschiedenen Werkstoffe weisen die Endscheiben im Vergleich zum Blechpaket eine größere Ausdehnung in radialer Richtung auf, was wiederum eine geringe Verformung der Wickelköpfe ermöglicht. Unterhalb der Polschuhe beträgt die Vergleichsspannung bis zu 403 MPa und im Bereich der Permanentmagnete auf der Rotoroberfläche bis zu 360 MPa. An der Innenseite der Endkappe liegt die Spannung bei bis zu 385 MPa.

Abbildung 4.29 zeigt die Vergleichsspannung des Schleuderversuchs bei  $1,2 \cdot n_{\max}$  und  $150^\circ\text{C}$  Rotortemperatur. Durch die hohe Drehzahl und die zusätzliche Wärmeausdehnung befindet sich die Maschine an der Festigungsgrenze, die durch die Streckgrenze des Blechpaketes begrenzt wird. Unterhalb der Polschuhe beträgt die Von-Mises-Spannung am axialen Ende des Blechpaketes bis zu 447 MPa und im Bereich der Magnete bis zu 449 MPa. Damit wird die Festigungsgrenze an beiden kritischen Stellen nahezu gleichzeitig erreicht. Eine weitere mechanisch hoch beanspruchte Komponente ist die Endkappe. Hier ist eine maximale Vergleichsspannung von bis zu 501 MPa auf der Innenseite zu erkennen, wobei die Streckgrenze noch nicht erreicht ist. Die maximale Betriebsdrehzahl der Maschine mit Hybriderregung liegt daher bei ca.  $14\,000\,\text{min}^{-1}$ . Sie wird durch die Streckgrenze des Blechpaketes begrenzt.

Ohne zusätzliche Nuten in den Polschuhen kann die rein elektrisch erregte

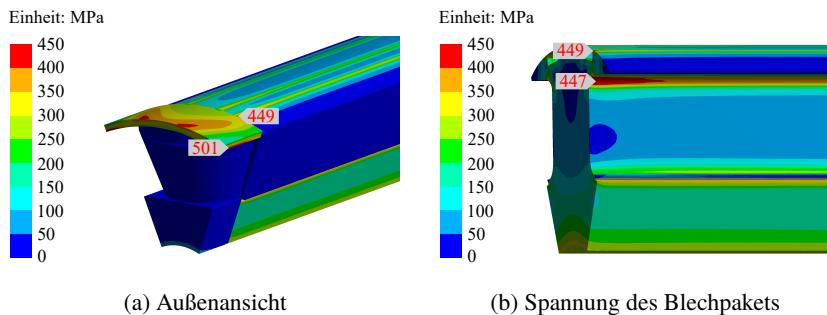


Abbildung 4.29: Von-Mises-Spannung der HSM bei  $1,2 \cdot n_{\max} = 16\,800\,\text{min}^{-1}$  und Temperatur gemäß Tabelle 4.2

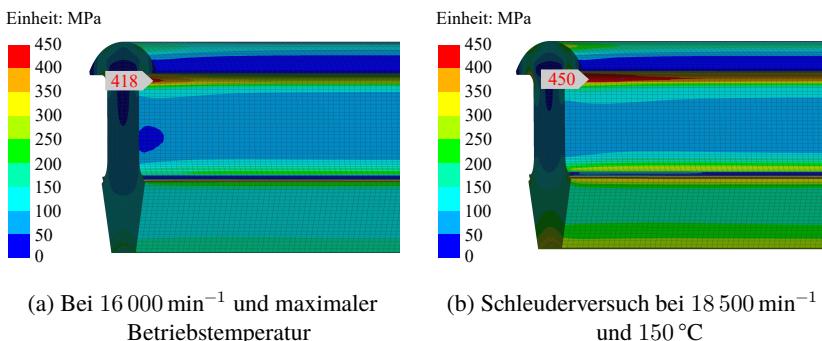


Abbildung 4.30: Von-Mises-Spannung der FSM bei verschiedenen Drehzahlen und Temperaturen gemäß Tabelle 4.2

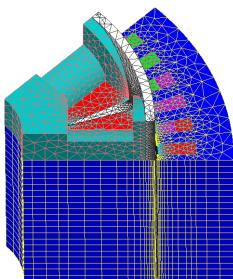
Variante, wie bereits erwähnt, bis zu höheren Drehzahlen betrieben werden. Bei  $16\,000\text{ min}^{-1}$  und den in Tabelle 4.2 angegebenen maximalen Betriebstemperaturen wird die Festigkeitsgrenze des Blechpaketes noch nicht erreicht, siehe Abbildung 4.30(a). Der festigkeitskritische Bereich ist in diesem Fall nur noch unter den Polschuhen gegeben. Nach Abbildung 4.30(b) wird die mechanische Grenze jedoch bei der Simulation des Schleuderversuchs mit  $1,2 \cdot n_{\max}$  bei  $18\,500\text{ min}^{-1}$  erreicht, sodass die maximale Betriebsdrehzahl bei ca.  $15\,400\text{ min}^{-1}$  liegt. Damit liegt die maximale Drehzahl der ausgelegten FSM aus mechanischer Sicht um ca. 10 % über der HSM. Die niedrigere Maximaldrehzahl kompensiert teilweise die in Abschnitt 4.1 dargestellten Steigerungen des maximalen Drehmoments (5,6 %) und der maximalen Leistung (8,2 %) der HSM, sofern die Windungszahl der Statorwicklung und die Getriebeübersetzung zum Ausgleich der Drehzahl entsprechend angepasst werden. Eine Erhöhung der Windungszahl führt hierbei zu einer Reduktion der maximalen Leistung, während gleichzeitig das Peakmoment steigt. Da eine Anpassung der Windungszahl den Wirkungsgrad nur in begrenztem Umfang nahe der Maximalgrenzenlinie im Feldschwächbetrieb beeinflusst und die HSM gemäß Tabelle 4.1 über weite Bereiche der Getriebeübersetzungen hinweg Wirkungsgradvorteile gegenüber der FSM aufweist, bleibt die durch die Hybriderregung erreichte Wirkungsgradsteigerung weiterhin bestehen.

#### 4.2.4 Wirbelstromverluste der stirnseitigen Bauteile

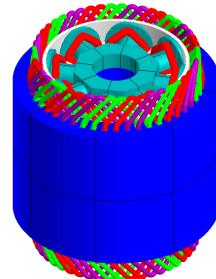
Obwohl die Endkappen absichtlich aus nicht magnetischem Material hergestellt sind, sind sie mit einem spezifischen Widerstand von ca.  $0,9 \Omega \text{mm}^2/\text{m}$  elektrisch leitfähig. Dies kann zu zusätzlichen Wirbelstromverlusten in den Endkappen führen, die durch das Streufeld hervorgerufen werden. Dadurch wird der Wirkungsgrad der Maschine beeinträchtigt. Aufgrund der räumlich inhomogenen Verteilung der magnetischen Flussdichte und der zusätzlichen zeitlichen Pulsation ist eine analytische Bestimmung dieser Wirbelstromverluste schwierig. Um diese Verluste dennoch abschätzen zu können, werden 3D-FEM mit nachgebauten stirnseitigen Komponenten in Altair Flux 3D durchgeführt, wie in Abbildung 4.31 (a) dargestellt.

Die Modellierung der Wickelköpfe erfolgt nicht durch physikalische Volumenkörper, da dies aufgrund der komplexen Geometrie sehr aufwendig ist. Flux 3D bietet die Möglichkeit, die Wickelköpfe als das sogenannte „Non-Meshed-Coil“ zu modellieren. Hierbei besitzen die Wickelköpfe keine physikalischen Körper, dementsprechend werden sie auch nicht vernetzt. Ein Non-Meshed-Coil kann als Strompfad im dreidimensionalen Raum interpretiert werden, dessen magnetisches Feld durch das Biot-Savart-Gesetz bestimmt wird [48]. Abbildung 4.31 (b) zeigt das komplette Modell in Flux 3D mit den stirnseitigen Komponenten und den Wickelköpfen, die aus Non-Meshed-Coils aufgebaut sind.

Wirbelstromverluste der Endkappen werden durch Pulsationen der magnetischen



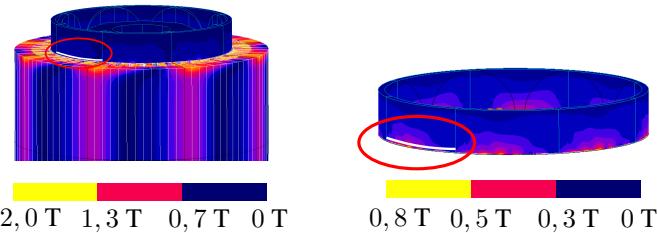
(a) Teilmodell mit stirnseitigen Bauteilen



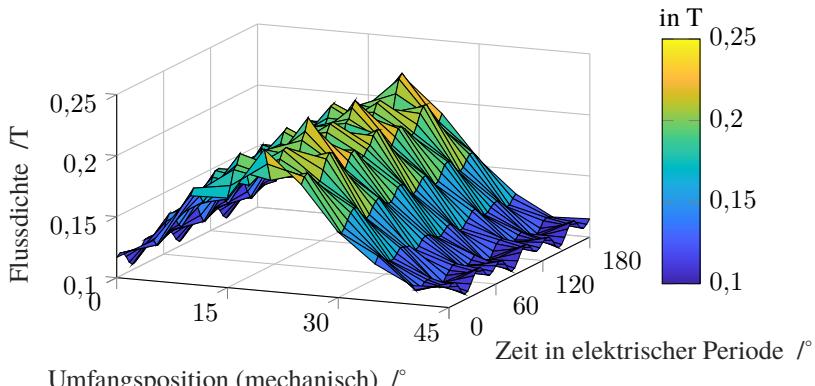
(b) Vollmodell mit „Non-Meshed-Coils“

Abbildung 4.31: 3D-Modell in Altair Flux 3D zur Simulation der Wirbelstromverluste in den Endkappen

Flussdichte hervorgerufen. Nach [95] kann die über den Statorumfang räumlich verteilte Durchflutung und das daraus resultierende Statorfeld in Grund- und Oberwellen unterteilt werden. Da die Oberwellen mit zum Rotor asynchronen Umfangsgeschwindigkeiten rotieren [95], führt dies zu Fluktuationen der magnetischen Flussdichte. Außerdem kann das Blechpaket aufgrund des sich ändernden magnetischen Leitwerts infolge von Nutöffnungen und Zähnen die axiale Komponente der Flussdichte im Übergangsbereich beeinflussen. Zusätz-



(a) Verteilung der magnetischen Flussdichte (Betrag) bei einer Rotorposition



(b) Räumlicher und zeitlicher Verlauf der Flussdichte (Betrag) des in Abbildung 4.32 (a) weiß markierten Pfades bei sinusförmigen Strömen gemäß Tabelle 4.3

Abbildung 4.32: Magnetische Flussdichte in der Endkappe

liche zeitliche Oberschwingungen, die durch die Pulsweitenmodulation (PWM) in die Ströme eingebracht werden, erhöhen ebenfalls die Wirbelstromverluste in den Endkappen.

Zur Bewertung der Wirbelstromverluste in den Endkappen wird der Betriebspunkt des maximalen Drehmoments bei  $16\,000\text{ min}^{-1}$  simuliert, da die frequenzabhängigen Wirbelstromverluste in diesem Betriebspunkt maximal sind. Die entsprechenden Ströme sind in Tabelle 4.3 angegeben. In Abbildung 4.32(a) ist die Verteilung der magnetischen Flussdichte bei einer Rotorposition dargestellt. Im Vergleich zur Flussdichte im Statorblechpaket ist die Flussdichte in den Endkappen relativ gering und die Verteilung wird stark durch das Blechpaket beeinflusst: In der Nähe des Blechpaketes ist aufgrund der hohen magnetischen Leitfähigkeit des Aktivmaterials eine höhere Flussdichte zu beobachten. Gleichzeitig ist eine räumliche Inhomogenität der Flussdichte aufgrund von Nutungseffekten zu erkennen. Um den räumlichen und zeitlichen Verlauf der magnetischen Flussdichte besser zu verstehen, wird die Flussdichte der Endkappe entlang des in Abbildung 4.32(a) weiß markierten Pfades, der sich in der Nähe des Blechpaketes befindet und sich mechanisch um  $45^\circ$  über einen Pol erstreckt, separat aufgezeichnet. Abbildung 4.32(b) zeigt die räumliche Verteilung der Flussdichte über eine halbe elektrische Periode.

In Abbildung 4.32(b) ist die sinusförmige Grundwelle der Flussdichte, die sich aus der Grundwelle des Stator- und des Rotorfeldes ergibt, über dem mechanischen Umfang der Endkappe zu erkennen. Sie bleibt während der elektrischen Perioden unverändert, da sich sowohl die Grundwelle des Statorfeldes als auch die des Rotorfeldes synchron mit dem Rotor drehen. Außerdem treten Zeitharmonische in der Flussdichte auf. Davon dominieren die Nut- und Nutungsharmonischen, weshalb innerhalb einer halben elektrischen Periode sechs Pulsationen erkannt werden können. Durch die Pulsationen der Flussdichte entstehen in den

Tabelle 4.3: Wirbelstromverluste in den Endkappen bei gewähltem Betriebspunkt

Position des Betriebspunktes	$M_{\max}$ bei $16\,000\text{ min}^{-1}$
Phasenstromdichte	$29,7\text{ A/mm}^2$
Vorsteuerwinkel	$-67^\circ$
Erregerstromdichte	$19,8\text{ A/mm}^2$
Verluste der Endkappen bei Sinus-Strömen	51,4 W
Verluste der Endkappen bei PWM-Strömen	58,0 W

Endkappen die Wirbelstromverluste, die mithilfe der FEM bestimmt werden können. Bei sinusförmigen Strömen betragen die gesamten Verluste der beiden Endkappen 51,4 W. Dieser Wert erhöht sich auf 58 W, wenn den Strömen durch die PWM zusätzliche Oberschwingungen hinzugefügt werden.

Über die Frequenz können die Verluste der Endkappen bei gleichen Strömen auf eine andere Drehzahl skaliert werden, da die Wirbelstromverluste nach Gleichung (3.1) von  $f^2$  abhängen. Verglichen mit der mechanischen Leistung in diesem Betriebspunkt bei  $16\,000\text{ min}^{-1}$  von ca. 300 kW ist dieser Verlustanteil sehr gering und hat kaum Einfluss auf den Wirkungsgrad. So kann die mechanische Festigkeit des Rotors durch gezielte Konstruktion und Materialauswahl optimiert werden, ohne den durch die elektromagnetische Optimierung erreichten hohen Wirkungsgrad der Maschine zu beeinträchtigen.

## 4.3 Erhöhung der Dauerleistung

Mithilfe des aufgebauten thermischen Netzwerks kann das thermische Verhalten der Maschinen, wie z. B. Dauerleistung und Kurzzeitkennlinien, bewertet werden. Dazu wird die in Abschnitt 3.1 vorgestellte Toolkette der Wirkungsgradkennfelder mit dem thermischen Netzwerk gekoppelt. Die Verluste der einzelnen Maschinenteile werden mit dem elektromagnetischen Tool ermittelt und in das thermische Modell übertragen. Dabei werden die ermittelten Wicklungstemperaturen in den elektromagnetischen Berechnungen berücksichtigt. Durch die Temperaturänderung ändern sich die Kupferverluste, die  $I_d$ - $I_q$ -Werte für den wirkungsgradoptimalen Betrieb und die erforderlichen Strangspannungen. Die Änderung der  $I_d$ - $I_q$ -Werte und der Strangspannungen ist jedoch marginal und kann die Dauergrenzkennlinie kaum beeinflussen. Die Kupferverluste werden während des Temperaturanstiegs bei jedem Zeitschritt aktualisiert. Die übrigen Verluste werden als temperaturunabhängig betrachtet. Bei einer Vorlauftemperatur des Wassermantels von 65 °C und einem Volumenstrom von 7 L/min sind die Dauergrenzkennlinien der ausgelegten FSM und HSM in Abbildung 4.33 dargestellt. Die Grenztemperatur der Wicklung ist für die Isolierstoffklasse 180 (H) auf 180 °C festgelegt. Um eine unzulässige Entmagnetisierung zu vermeiden, dürfen die Permanentmagnete nicht über 180 °C erwärmt werden. Außerdem kann die Dauerleistung je nach Paketierungsverfahren auch durch die Backlackgrenztemperatur begrenzt sein. Nach Herstellerangaben beträgt die maximale Backlacktemperatur für die später aufgebauten Prototypen ebenfalls 180 °C. Ab dieser Temperatur beginnt der Backlack auszugasen und kann zerstört werden. Der ermittelte Dauerbetrieb beider Maschinen wird durch die Grenztempera-

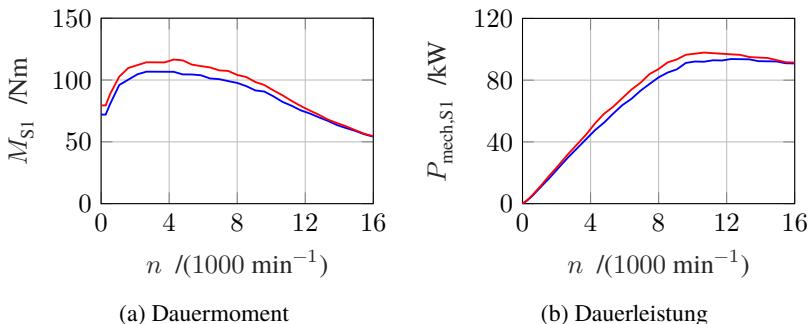
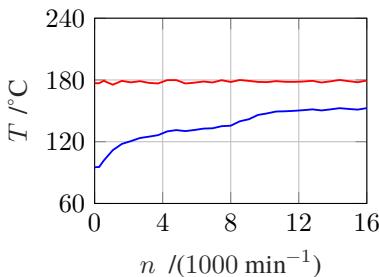


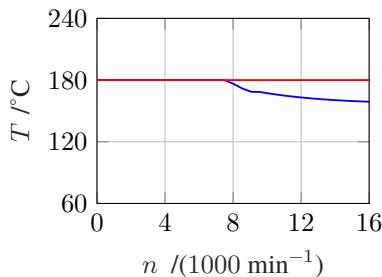
Abbildung 4.33: Vergleich der Dauergrenzkennlinien: FSM (—), HSM (—)

tur der Rotorwicklung begrenzt. Das Dauermoment in Abbildung 4.33 (a) steigt mit zunehmender Drehzahl zunächst an und fällt nach ca.  $4000 \text{ min}^{-1}$  wieder ab. Dies ist auf den Wärmewiderstand des Luftspaltes zurückzuführen, da die Verluste der Rotorwicklung hauptsächlich über diesen abgeführt werden. Bei sehr niedrigen Drehzahlen stellt der Luftspalt eine rein laminare Strömung mit konstantem thermischen Widerstand dar. Während der Wärmewiderstand im Übergangsbereich mit steigender Drehzahl stark abnimmt, verläuft er bei rein turbulenter Strömung mit noch höheren Drehzahlen flacher, wie in Gleichungen (3.42) bis (3.44) beschrieben. Gleichzeitig nehmen frequenzabhängige Verluste wie Eisen- oder Reibungsverluste mit steigender Drehzahl zu, was zu einer geringeren Wärmeabfuhr aus der Rotorwicklung führt. Aus diesen beiden Effekten ergeben sich die in Abbildung 4.33 dargestellten Dauergrenzkennlinien. Es ist ersichtlich, dass die ausgelegte HSM ein höheres Dauermoment und damit eine höhere Dauerleistung aufweist als die FSM. Dies ist auf die in Abschnitt 4.1.5 erläuterte Drehmoment- bzw. Wirkungsgradsteigerung durch den Einsatz der Permanentmagneten zurückzuführen. Das maximale Dauermoment, das bei ca.  $4000 \text{ min}^{-1}$  erreicht wird, steigt um 9,4 % von 106,6 Nm auf 116,6 Nm. Die maximale Dauerleistung steigt um 4,5 % von 93,7 kW auf 97,9 kW. Da die Validierung des thermischen Netzwerks in Kapitel 6 nur bis  $8000 \text{ min}^{-1}$  erfolgt, ist das thermische Verhalten darüber als rein simulativ zu betrachten.

Für die beiden Maschinen besteht die Möglichkeit, durch eine angepasste Betriebsstrategie die Dauerleistung bzw. das Dauermoment zu erhöhen. Dies ist in



(a) Regelstrategie:  $\eta$  optimal



(b) Regelstrategie:  $P_{\text{mech},\text{S1}}$  optimal

Abbildung 4.34: Hotspot-Temperatur der HSM: Stator- (—) und Rotorwicklung (—)

den bisherigen Veröffentlichungen unbetachtet geblieben und soll im Folgenden untersucht werden. Die in Abbildung 4.33 dargestellten Kennlinien des Dauerbetriebs beziehen sich auf die elektromagnetisch optimalen Betriebspunkte, bei denen der Wirkungsgrad optimal ist. Der Dauerbetrieb wird bei Verwendung eines Statorwassermantels durch die Grenztemperatur der Rotorwicklung begrenzt, wobei die Temperatur der Statorwicklung bzw. der Statorwickelköpfe noch unter dem Grenzwert liegt. Dies ist in Abbildung 4.34(a) dargestellt. Während der Hotspot der Rotorwicklung entlang der Dauergrenzkennlinien die maximal zulässige Grenztemperatur erreicht, liegt die maximale Statortemperatur deutlich darunter. Aus thermischer Sicht bedeutet dies, dass die Maschine bei gleichem Drehmoment mehr Rotordurchflutung nutzt und der Stator noch mehr Strom aufnehmen kann. Gleichzeitig wird sowohl der Statorstrom als auch die Rotorerregung aktiv geregelt. Dadurch ist es möglich, den Anteil der Durchflutung und auch die Verluste zwischen Stator- und Rotorwicklung aktiv umzuverteilen. In thermischer Hinsicht ist eine bessere Balance z. B. durch eine höhere Ausnutzung des Statoranteils möglich. Anstelle des optimalen Wirkungsgrades wird als Betriebsstrategie das optimale thermische Verhalten angestrebt. Das Dauermoment wird mithilfe des Matlab-Solvers „fmincon“ maximiert, wobei als Nebenbedingung die Grenztemperaturen nicht überschritten werden darf. Abbildung 4.34(b) zeigt, dass der Stator für den neuen Dauerbetrieb thermisch besser ausgenutzt wird. Bei niedrigen Drehzahlen erreichen die Hotspots der Rotor- und Statorwicklung gleichzeitig die Grenztemperatur. Bei hohen Drehzahlen darf die Temperatur der Statorwicklung nicht weiter ansteigen, da sonst

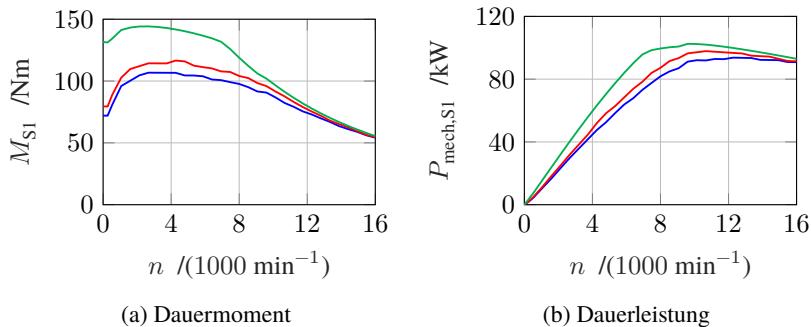
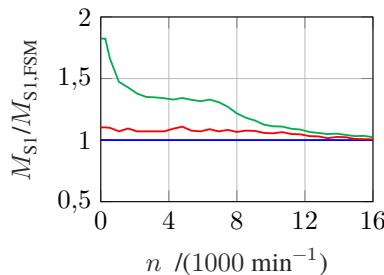


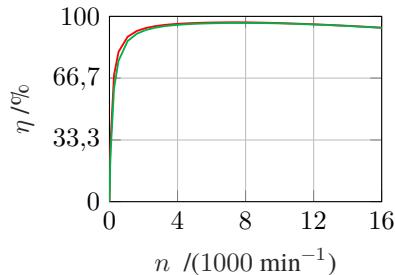
Abbildung 4.35: Vergleich der Dauergrenzkennlinien: FSM bei wirkungsgradoptimalem Betrieb (—), HSM bei wirkungsgradoptimalem Betrieb (—), HSM mit maximiertem Dauerbetrieb (—)

der Erregerstrom und damit das Drehmoment reduziert werden müssen. Weil die Rotorverluste hauptsächlich über den Stator an den Wassermantel abgeführt werden, verringert sich der Wärmestrom aus dem Rotor bei steigender Blechpakettemperatur des Stators. Bei niedrigen Drehzahlen entstehen im Stator nahezu ausschließlich Kupferverluste, während er bei hohen Drehzahlen durch zusätzliche frequenzabhängige Verluste stärker erwärmt wird. Dies hat zur Folge, dass es nicht möglich ist, die Temperatur der Statorwicklung durch eine weitere Erhöhung des Stroms näher an die Grenztemperatur zu bringen, ohne gleichzeitig die Temperatur der Rotorwicklung zu beeinflussen. Aus gekoppelten Berechnungen des elektromagnetischen und thermischen Verhaltens ergeben sich die in Abbildung 4.34 (b) dargestellten Wicklungstemperaturen zur Maximierung des Dauermoments.

Die Kennlinien des Dauerbetriebs mit der thermisch optimalen Betriebsstrategie sind in Abbildung 4.35 ergänzt. Es ist zu erkennen, dass dadurch das Dauermoment bzw. die Dauerleistung deutlich erhöht wird. Das Dauermoment bei  $4000 \text{ min}^{-1}$  beträgt bei der thermisch begünstigten Regelstrategie 142,9 Nm, was einer Steigerung von 22,6 % gegenüber der HSM mit wirkungsgradoptimalem Betrieb entspricht. Gleichzeitig steigt die maximale Dauerleistung auf 102,5 kW. Dies entspricht einer Steigerung von 4,7 %. In Abbildung 4.36 (a) sind die relativen Dauermomente gegenübergestellt. Bezugsgröße ist das Drehmoment der rein elektrisch erregten Variante bei wirkungsgradoptimalem Betrieb.



(a) Vergleich des Dauerbetriebs



(b) Vergleich des Wirkungsgrades

Abbildung 4.36: Vergleich des Dauerbetriebs (links) und des Wirkungsgrades (rechts):  
FSM bei wirkungsgradoptimalen Betrieb (—), HSM bei wirkungsgradoptimalen Betrieb (—), HSM mit maximiertem Dauerbetrieb (—)

Die prozentuale Steigerung des Dauerbetriebs durch den hybriderregten Rotor und weiter durch die Verwendung thermisch optimaler Betriebsstrategien ist somit ersichtlich. Während bei niedrigen Drehzahlen das Dauermoment durch die Hybriderregung um ca. 10 % erhöht wird, kann eine Steigerung von bis zu 82 % erreicht werden, wenn zusätzlich eine bessere thermische Balance zwischen Stator und Rotor ausgenutzt wird. Der Dauermomentanstieg nimmt mit steigender Drehzahl ab.

Der Nachteil der neuen Regelstrategie ist, dass das geforderte Drehmoment nicht wirkungsgradoptimal erzeugt wird. Abbildung 4.36 (b) zeigt die Wirkungsgrade der in Abbildung 4.35 grün dargestellten Dauergrenzkennlinie sowohl bei elektromagnetisch als auch bei thermisch optimalem Betrieb. Für die Berechnung der Wirkungsgrade wird die Wicklungstemperatur der Stator- und Rotorwicklung mit 120 °C angenommen. Bei  $n > 4000 \text{ min}^{-1}$  ist kaum ein Wirkungsgradverlust erkennbar. Zur Veranschaulichung ist die Wirkungsgraddifferenz in Abbildung 4.37 dargestellt. Während der Wirkungsgradunterschied bei niedrigen Drehzahlen bis zu 7,3 Prozentpunkte beträgt, sinkt er bei  $n > 4000 \text{ min}^{-1}$  auf weniger als 0,5 Prozentpunkte. Da die mechanische Leistung im niedrigen Drehzahlbereich gering ist, wirkt sich der hohe Wirkungsgradverlust in diesem Bereich nur geringfügig auf den gesamten Fahrzyklus aus. Als Beispiel beträgt der Wirkungsgrad nach Durchlauf der kompletten Kennlinie mit

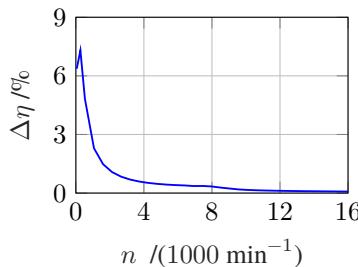


Abbildung 4.37: Wirkungsgraddifferenz zwischen dem wirkungsgradoptimalen und thermisch optimalen Betrieb entlang der in Abbildung 4.35 grün dargestellten Dauergrenzkennlinie

einer Schrittweite von  $500 \text{ min}^{-1}$  und einer Betriebszeit je Betriebspunkt von einer Sekunde 95,3 % (optimale Thermik) bzw. 95,6 % (optimaler Wirkungsgrad). Die verschiedenen Regelstrategien können in der Praxis auch kombiniert eingesetzt werden. Beispielsweise kann bei niedrigen Drehzahlen die thermisch günstige Strategie zur Maximierung des Dauermoments und bei hohen Drehzahlen die elektromagnetisch günstige Strategie zur Erhaltung des Wirkungsgrades angewendet werden. Die oben dargestellten Untersuchungen ermöglichen eine Flexibilität zur gezielten Anpassung des Betriebsverhaltens. Je nach Fahrzyklen und den konkreten Anforderungen sind die Betriebsstrategien individuell zu definieren.

## 4.4 Zwischenfazit

In diesem Kapitel wird eine hocheffiziente HSM als hochdrehende Traktionsmaschine multiphysikalisch ausgelegt. Zunächst wird das Betriebsverhalten der FSM dargestellt, die mithilfe des in Kapitel 3 eingeführten DOE und der Multizieloptimierung ausgelegt wird. Im Feldschwächebereich weist die FSM durch die variable Rotorerregung und die Verwendung von Sinusfeldpolen, die zu geringeren Eisenverlusten führen, einen hohen Wirkungsgrad auf. Im Grundlastbereich ist jedoch aufgrund der zusätzlichen Kupferverluste und der kleineren Schenkligkeit ein schlechterer Wirkungsgrad als bei der Referenz-PSM zu verzeichnen. Darauffolgend wird die Hybriderregung untersucht, bei der die elektrische Erregung mit Permanentmagneten im gleichen Pol kombiniert wird, um die Wirkungs-

gradvorteile beider Maschinen zu vereinen. Nach der Bewertung verschiedener Grundprinzipien der Hybriderregung werden die Wirkungen der eingebrachten Magnete und deren sinnvolle Positionierung abgeleitet. Darauf aufbauend wird eine HSM mit geringem Magnetanteil als Beispielmaschine vorgestellt. Neben dem zusätzlichen magnetischen Fluss werden durch die Verwendung von vergrabenen Magneten magnetische Widerstände in den Magnetkreis eingebracht. Dies wird gezielt genutzt, um die Schenkligkeit der Maschine zu verbessern. Außerdem wird die Möglichkeit der magnetischen Asymmetrie in Betracht gezogen. Durch die Trennung des durch elektrische Erregung und Permanenterregung erzeugten Synchronmoments wird die optimale Ausnutzung der magnetischen Asymmetrie abgeleitet. Aufgrund der für die Auslegung einzuspeisenden hohen Ströme und damit hohen Sättigungszustände, bei denen die einzelnen Drehmomentkomponenten stark verzerrt und nicht mehr sinusförmig bleiben, wird anstelle der magnetischen Asymmetrie die symmetrische Variante gewählt. Eine Drehmomenterhöhung von 8,3 % bei niedriger Sättigung und 5,1 % bei hoher Sättigung wird durch den Einsatz der wenigen Magnete erreicht. Dies führt zu einer Erhöhung des Wirkungsgrades im nahezu gesamten Arbeitsbereich. Durch den hybriderregten Rotor wird der WLTP-Zykluswirkungsgrad der hocheffizienten FSM simulativ um weitere 0,3 Prozentpunkte gesteigert.

Neben der Wirkungsgradsteigerung wird eine neue Rotorkonstruktion zur Realisierung einer hochdrehenden Traktionsmaschine untersucht. Festigkeitskritische Stellen werden nach der ersten 2D-FEM-Simulation identifiziert. Der Fokus der 2D-Simulationen liegt auf der Optimierung der Kerbgeometrien am Übergang zwischen Polschuh und Polschaft sowie zwischen Polschaft und Rotorjoch, wobei durch optimierte elliptische Rundungen die maximale Von-Mises-Spannung bei geringem Verlust an Wicklungsfläche deutlich reduziert werden kann. Mithilfe von 3D-Festigkeitssimulationen können weitere kritische Stellen in der Nähe der Wickelköpfe identifiziert werden. Da sich die Wickelköpfe durch die Rotation des Rotors radial nach außen verformen, kommt es an den axialen Enden des Blechpaketes zu lokalen Spannungsüberhöhungen. Im axial mittleren Bereich des Blechpaketes treten jedoch ähnliche Vergleichsspannungen wie bei den 2D-Simulationen auf. Dementsprechend werden neue Rotorkonstruktionen mit Endscheiben zur Positionierung der Wickelköpfe, Endkappen zur Aufnahme der Verformung der Wickelköpfe und Zwischenschieber zur Fixierung der Wicklungen in den Rotornuten eingeführt. Bei Raumtemperatur wird dadurch die Verformung der Wickelköpfe vollständig unterdrückt. Bei der geschätzten maximalen Betriebstemperatur kommt es jedoch aufgrund der unterschiedlichen Wärmeausdehnungskoeffizienten der einzelnen Bauteile erneut zu einer leichten Überhöhung der Vergleichsspannung in der Nähe der Wickelköpfe. Unter Be-

rücksichtigung der geschätzten maximalen Betriebstemperatur des Rotors und einer Überdrehzahl von  $1,2 \cdot n_{\max}$  erreicht die hybriderregte Maschine simulativ betrachtet eine maximale Betriebsdrehzahl von  $14\,000\text{ min}^{-1}$ , was einer Umfangsgeschwindigkeit von  $114\text{ m/s}$  entspricht. Die rein elektrisch erregte Variante ohne Permanentmagnete kann 10 % höher betrieben werden, in diesem Fall bis  $15\,400\text{ min}^{-1}$ . Die Wirbelstromverluste in den Endkappen werden durch gezielte Materialauswahl der Endkappen als nichtmagnetisches Material minimiert. Dies wird durch 3D-FEM-Simulationen nachgewiesen und der durch elektromagnetische Optimierung erreichte Wirkungsgrad bleibt erhalten. Die in diesem Kapitel beschriebenen Untersuchungen sind ausschließlich für den Betrieb der Maschine auf dem Prüfstand vorgesehen. Dauerfestigkeit und Materialermüdung werden nicht berücksichtigt.

Mithilfe des aufgebauten thermischen Netzwerks werden die Dauergrenzkennlinien der ausgelegten Maschinen ermittelt. Durch die Hybriderregung erhöht sich das maximale Dauermoment um 9,4 % und die maximale Dauerleistung um 4,5 %. Es wird gezeigt, dass die temperaturkritischen Rotor- und Statorwicklungen im wirkungsgradoptimalen Betrieb unterschiedlich stark erwärmt werden. Durch die Implementierung einer neuen Regelstrategie, bei der die Verluste von Stator und Rotor thermisch ausgeglichen verteilt werden, kann der Dauerbetrieb weiter erhöht werden. Bei niedrigen Drehzahlen wird das Dauermoment durch die Hybriderregung und die thermisch günstige Betriebsstrategie gegenüber der FSM bei wirkungsgradoptimalem Betrieb auf bis zu 82 % erhöht. Die maximale Dauerleistung, die erst bei höheren Drehzahlen erreicht wird, steigt allein durch die Anpassung der Regelstrategie um weitere 4,7 %. Die neue Regelstrategie zur Maximierung des Dauerbetriebs führt insbesondere im unteren Drehzahlbereich zu einer Verringerung des Wirkungsgrades. Aufgrund der geringen Leistungen in diesem Bereich hat dies jedoch einen begrenzten Einfluss auf den Wirkungsgrad des gesamten Fahrzyklus. Die vorgestellte Methode zur Verbesserung des thermischen Verhaltens ist generell auf andere FSMs und HSMs übertragbar.



# Kapitel 5

## Aufbau der Prototypen

Um die elektromagnetische und mechanische Auslegung sowie die thermische Modellierung durch Prüfstandmessungen zu validieren, werden in diesem Kapitel Prototypen aufgebaut. Dabei handelt es sich um den Aufbau von zwei Prototypmaschinen: die Synchronmaschine mit hybriderregtem Rotor sowie zum Vergleich die rein elektrisch erregte Variante. Da die beiden Maschinen baugleich sind und sich nur durch die Rotoren unterscheiden, wird nachfolgend die Konstruktion und der Aufbau der Maschine mit Hybriderregung dargestellt. Abschnitt 5.1 beschreibt die Konstruktion der einzelnen Komponenten und der gesamten Maschine. Für einen sicheren Betrieb werden in Abschnitt 5.2 die biegekritische Eigenfrequenz und die magnetische Kopplung zwischen Stator- und Rotorwicklung untersucht. Abschließend erfolgt in Abschnitt 5.3 die Fertigung und der Zusammenbau des Prototyps.

### 5.1 Konstruktive Umsetzung

Der Längsschnitt durch die gesamte Maschine ist in Abbildung 5.1 dargestellt. Die elektrische Energie wird von der B-Seite in die Maschine eingespeist. Hier befinden sich die Hochspannungsanschlüsse der Statorwicklungen und die Verschaltung des Schleifring-Bürsten-Systems. Die Kabel der Thermoelemente werden von dieser Seite durch das Lagerschild nach außen geführt und die Drahtabgänge der Rotorwicklungen erfolgen durch zwei vergrabene Bohrungen in der Welle. Wie in Abschnitt 3.4 erwähnt, wird die Prototypmaschine durch eine Wassermantelkühlung gekühlt. Zusätzlich wird auf dem Prüfstand Druckluft eingeblassen, um insbesondere den Rotor thermisch zu entlasten. Daher sind am

B-Seite

A-Seite

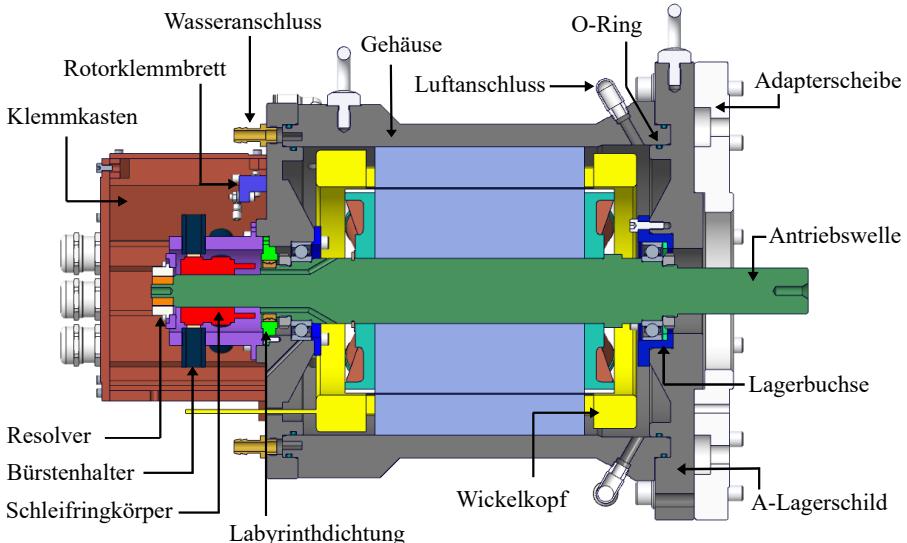
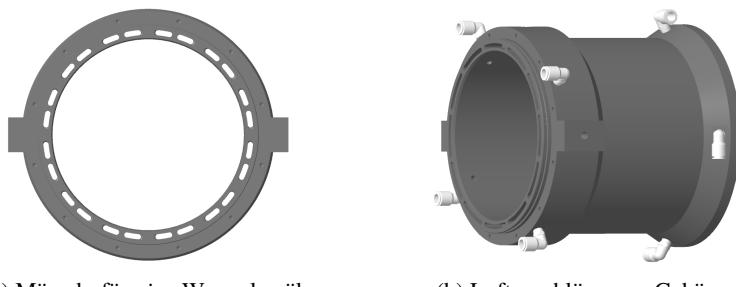


Abbildung 5.1: Längsschnitt durch die Prototypmaschine

B-Lagerschild Wassereinlass (unten) und Wasserauslass (oben) zu sehen und am Gehäuse sind zusätzliche Luftanschlüsse angebracht. Am Wellenende der B-Seite sitzt der Resolver, der die Rotorlage erfasst. Der Stator des Resolvers ist an einer Hülse des Schleifringkörpers befestigt. Die Bürstenhalter sind radial in die Hülse eingeschraubt. Beim Bürstenschleifen kann Staub entstehen. Um das Eindringen elektrisch leitfähiger Partikel in das Maschinengehäuse zu verhindern, ist zwischen dem B-Lager und dem Schleifringkörper eine Labyrinthdichtung eingebaut. Zur Lagerung des Rotors sind zwei Hochgenauigkeitsspindellager in X-Anordnung eingesetzt, deren Innenringe über Wellenmuttern verspannt werden. Zur Verschleißminderung und Erhöhung der Laufruhe sind beide Lager durch eine Wellenfeder auf der Loslagerseite (A-Seite) axial vorgespannt. Das Wellenende der A-Seite ist glatt. Der Prüfling ist über eine Klauenkupplung mit Elastomerkranz an die Lastmaschine verbunden. Über eine zusätzliche Adapterscheibe wird die zu vermessende Maschine fest am Flansch des Prüfstands befestigt.

### 5.1.1 Kühlkonzept

Die Prototypmaschine ist mit einem Wassermantel zur Abführung der entstehenden Verluste ausgestattet. Abbildung 5.2(a) zeigt die 24 mäanderförmigen Wasserkanäle, die durch Drahterodieren hergestellt werden. Dadurch bleibt das Gehäuse einteilig und die Wasser- und Luftkanäle sind voneinander getrennt. Das Wasser-Glykol-Gemisch tritt durch den unteren Anschluss in das Gehäuse ein, teilt sich in zwei parallele Ströme und tritt durch den oberen Anschluss wieder aus. Zwei O-Ringe dichten die Kontaktstellen mit dem Lagerschild nach innen und außen ab, wie in Abbildung 5.1 dargestellt. Dadurch bleibt der Maschinenraum unter allen Bedingungen trocken.



(a) Mäanderförmige Wasserkanäle

(b) Luftanschlüsse am Gehäuse

Abbildung 5.2: Kühlkonzept des Prototyps

Die Luftkühlung erfolgt durch ein externes Radialgebläse der Firma Micronel. Am Maschinengehäuse befinden sich pro Seite vier Luftanschlüsse mit konstantem Winkelversatz über den Gehäuseumfang (Abbildung 5.2(b)), die über Druckluftschloräume mit dem Radialgebläse verbunden sind. Die Luftströme werden über Anschlüsse und Bohrungen an den Stegen zwischen den Wasserkanälen in den Maschinenraum geleitet. Der Druckverlust wird durch CFD-Simulation mit STAR-CCM+ (Siemens AG) ermittelt. Zusammen mit der Arbeitskennlinie des Gebläses kann bei maximaler Arbeitsspannung ein Luftvolumenstrom von bis zu ca. 800 L/min in den Maschinenraum gefördert werden. Außerdem können unterschiedliche Lüftungsstrategien durch die Kombination verschiedener Luftein- und -auslässe realisiert werden. Die Kühlwirkung ist in Abbildung 5.3 durch die Maschinentemperaturen bei gleichen Randbedingungen veranschaulicht. Da die axiale Luftströmung sowohl im Stillstand als auch bei mittleren

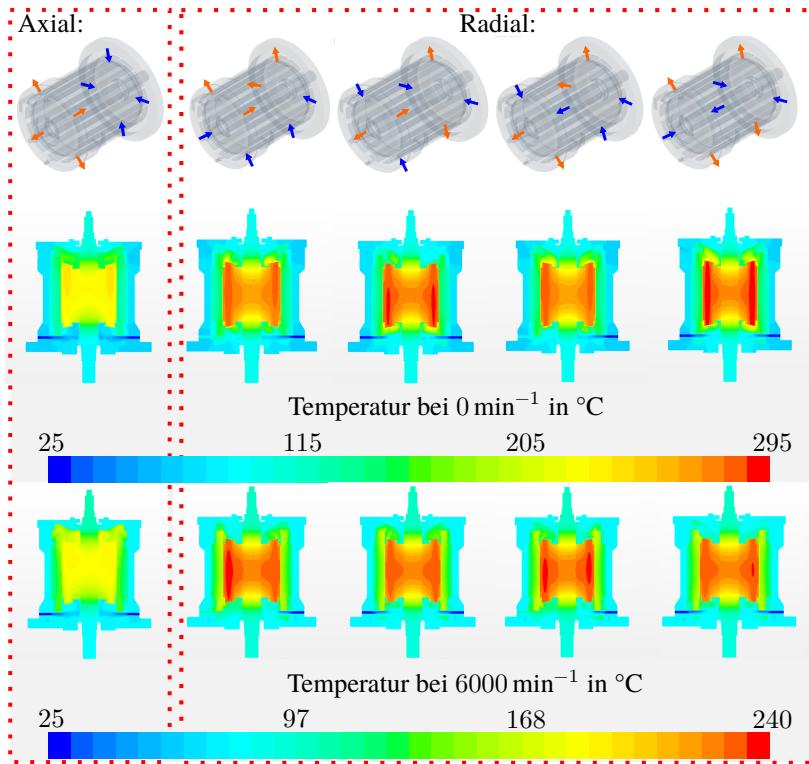


Abbildung 5.3: Maschinentemperaturen bei verschiedenen Lüftungsstrategien und  $M = 200 \text{ Nm}$ ; Mantelkühlung:  $Q_{\text{Vorlauf}} = 8 \text{ L/min}$ ,  $T_{\text{Vorlauf}} = 68 \text{ }^{\circ}\text{C}$

Drehzahlen eine bessere Kühlwirkung insbesondere für die Rotorwicklung erreicht, wird sie auf dem Prüfstand ständig implementiert. Allerdings ergibt sich eine leichte Temperatursymmetrie zwischen Ein- und Austrittseite.

### 5.1.2 Lager

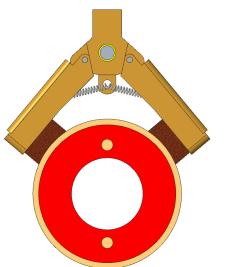
Zwei Hochgenauigkeitsspindellager (HCB7009E.2RSD.T.P4S.K5.UL) werden als Fest-/Loslagerung für die Lagerung des Rotors eingesetzt. Um eine Lageveränderung des Schleifringkörpers und des Resolverrotors durch Wärmeaus-

dehnung der Welle zu vermeiden, ist die Lagerung der B-Seite als Festlager ausgeführt, dessen Innen- und Außenring auf die Welle bzw. in das Lagerschild gepresst sind. Der Innenring wird zusätzlich mit einer Wellenmutter und der Außenring mit einem Stirndeckel verspannt. Diese Maßnahmen sind nach den Montageempfehlungen des Herstellers für einen sicheren Betrieb erforderlich. Der Innenring des Loslagers auf der A-Seite wird ebenfalls auf die Welle gepresst und durch die Wellenmutter axial verspannt. Der Außenring hat dagegen eine Spielpassung zur Lagerbuchse, sodass sich das Lager in der Lagerbuchse entsprechend der Längenänderung der Welle axial verschieben kann. Die Längenänderung der Welle durch Wärmeausdehnung wird durch das Loslager und die nachgeschaltete Kupplung mit Elastomerkranz, die eine axiale Verschiebung bis 2 mm zulässt, ausgeglichen. Eine Wellenfeder, die neben dem Loslager in der Lagerbuchse sitzt (siehe Abbildung 5.1), sorgt für die notwendige axiale Vorspannung, die in der Regel 400 N – 600 N beträgt. Das gesamte Lagerkonzept wird mit dem Lagerberechnungstool Bearinx der Firma Schaeffler (Schaeffler AG) simuliert, indem ein vereinfachtes Maschinenmodell mit Definition der Lastfälle nachgebildet wird. Daraus werden wichtige Kenngrößen der Lagerung wie z. B. die Steifigkeitsmatrix oder die Lagerlebensdauer abgeschätzt.

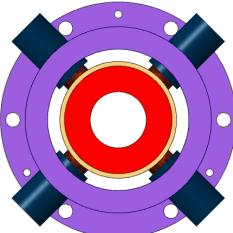
### 5.1.3 Energieübertrager

Die Stromübertragung zu den Rotorwicklungen kann entweder über das klassische Schleifring-Bürsten-System oder über einen rotierenden Transformator erfolgen [7, 23, 34, 35]. Das Schleifring-Bürsten-System zeichnet sich durch einen einfachen Aufbau sowie günstige Kosten aus und handelt es sich um eine seit über 100 Jahren bewährte Methode. Zu den Nachteilen zählen das zusätzliche Bauvolumen, eventuell anfallender Wartungsbedarf sowie die mangelnde Zuverlässigkeit [34, 35]. Demgegenüber benötigt ein rotierender Transformator deutlich weniger Bauvolumen und hat eine verbesserte Zuverlässigkeit. Allerdings ist der Auslegungsaufwand und die Komplexität des gesamten Systems deutlich höher, sodass bisher nur das Schleifring-Bürsten-System als Energieübertrager für fremderregte Synchronmaschinen in Serienfahrzeugen anzutreffen ist. Da die Auslegung eines rotierenden Transformators nicht im Fokus dieser Arbeit steht, wird in der Prototypmaschine die Schleifring-Bürsten-Kombination zur Stromübertragung der Rotorwicklungen eingesetzt.

Der Bürstenhalter kann in unterschiedlichen Formen ausgeführt werden. Häufig zu sehen ist ein Einfach- bzw. Doppelschenkelhalter mit gelenkig gelagerten Bürsten, siehe Abbildung 5.4 (a). Die Anpresskraft der Bürsten wird durch waagerecht angeordnete Federn erzeugt, ist aber für einen schnell drehenden Antrieb



(a) Doppelschenkelhalter



(b) Köcherhalter

Abbildung 5.4: Schleifring-Bürsten-System mit verschiedenen Bürstenhaltern

nicht geeignet. Nach Herstellerangaben ist ab einer Umfangsgeschwindigkeit von ca. 15 m/s ein dauerhafter Kontakt zwischen Bürsten und Schleifring mit einem Schenkelhalter nicht mehr gewährleistet. Aus diesem Grund wird für die ausgelegte hochdrehende Maschine der sogenannte Köcherhalter eingesetzt. Beim Köcherhalter wird die Bürste mit der Feder in den Köcherhalter gesteckt. Durch eine äußere Kappe, die auf das Außengewinde des Köcherhalters geschraubt wird, wird die Feder in den Köcherhalter gedrückt und die Anpresskraft aufgebaut. Durch die direkt radiale Ausführung von Bürste und Feder kann die Anpresskraft erhöht werden, wodurch der Köcherhalter bei hohen Umfangsgeschwindigkeiten wesentlich stabiler wird. Der Schleifringkörper besitzt zwei Ringe für jeweils die Hin- und die Rückführung des Stroms. Das gesamte System ist mit vier Bürsten pro Ring konservativ ausgelegt, um einerseits den Übergangswiderstand zu reduzieren und andererseits eine möglichst hohe Kontaktzuverlässigkeit zu gewährleisten.

Wie in Abbildung 5.4 (b) dargestellt, wird um den Schleifringkörper eine Hülse zur Befestigung der Köcherhalter konstruiert. Die axiale Vorderseite der Hülse dient zur Verbindung mit dem Lagerschild und die Rückseite zur Befestigung des Resolversrators (Abbildung 5.1). Der freiliegende Teil der Bürste außerhalb des Köcherhalters beträgt nur ca. 2 mm, um die Stabilität der Bürste sicherzustellen. Als Bürstenmaterial werden später sowohl Graphit als auch Kupfergraphit im Prototyp getestet. Beide Materialien ermöglichen eine maximale Umfangsgeschwindigkeit bis ca. 40 m/s. Graphit besitzt gute Gleiteigenschaften, während Kupfergraphit durch den erhöhten Metallgehalt einen geringeren spezifischen

Widerstand aufweist. Ein weiterer wichtiger Einflussfaktor auf die Performance der Schleifring-Bürsten-Kombination für Hochgeschwindigkeitsantriebe ist der Federdruck. Ein hoher Federdruck erhöht die Kontaktzuverlässigkeit, verursacht aber höhere Reibungsverluste. Dies beeinträchtigt einerseits den Wirkungsgrad der Maschine und erhöht andererseits die Temperatur des Schleifringkörpers, der typischerweise aus Epoxidharz besteht, was zu mechanischen Rissen führen kann. Der im Prototyp verwendete Federdruck beträgt ca. 29 kPa. In der Praxis ist die angestrebte Umfangsgeschwindigkeit entscheidend für die Auslegung des gesamten Schleifring-Bürsten-Systems. Um die auslegungskritische Umfangsgeschwindigkeit einer hochdrehenden Maschine reduzieren zu können, ist der entsprechende Wellendurchmesser, auf den der Schleifring aufgeschrumpft wird, möglichst klein zu wählen und ein kleiner Schleifringkörper zu verwenden.

### 5.1.4 Optimierung des Kupferfüllfaktors der Rotorwicklung

Die Kupferverluste der Erregerwicklung können durch Umformen von Gleichungen (3.24) und (3.25) in Gleichung (5.1) bestimmt werden.

$$P_{V,Cu,R} = \frac{\Theta_R^2 2(l_{Fe} + l_{Wk})\rho_{Cu}2p}{A_{Wick}k_{Cu}} \quad (5.1)$$

Es ist ersichtlich, dass bei konstanter elektrischen Durchflutung  $\Theta_R$  die Kupferverluste mit steigendem Kupferfüllfaktor  $k_{Cu}$  abnehmen, sofern die Maschinengeometrie unverändert bleibt. Es ist daher wünschenswert, den Kupferfüllfaktor durch geschickte Wahl des Drahtdurchmessers mit optimierter Drahtverteilung zu erhöhen. Die Verwendung von Drähten mit kleinem Durchmesser führt in der Regel zu einem hohen Anteil an Isolierlack, während bei der Verwendung von Drähten mit großem Durchmesser die Wicklungsfläche meist nicht optimal gefüllt werden kann. Aus diesem Grund sind in der Regel Probewicklungen mit unterschiedlichen Drahtdurchmessern erforderlich, was einen zusätzlichen Aufwand bedeutet. Raabe [96] entwickelte eine Methode zur Simulation der Drahtverteilung unter Berücksichtigung geometrischer Randbedingungen, die prinzipiell für beliebige Drahtdurchmesser anwendbar ist. Die Geometrie einer Nut mit Isolierpapier ist in der Simulation zu modellieren. Anschließend wird die Lage der Drähte mit einem vorgegebenen Mindestabstand zwischen zwei benachbarten Drähten hintereinander bestimmt. Dabei kann durch Veränderung der Position des ersten Drahtes die Verteilung aller Drähte verändert werden. Auf diese Weise kann durch wiederholte Versuche

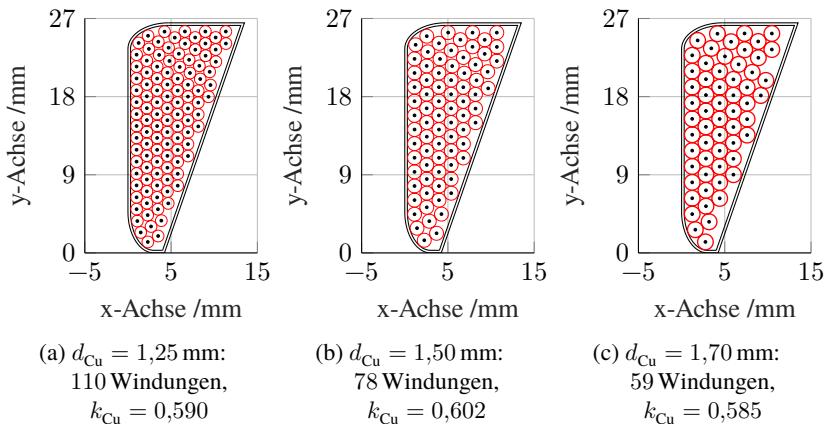


Abbildung 5.5: Optimierte Drahtverteilung bei verschiedenen Drahtdurchmessern

mit verschiedenen Positionen des ersten Drahtes eine optimale Drahtverteilung gefunden werden.

Das gleiche Verfahren wird für die Erregerwicklung angewendet, wobei die Wicklungsfläche der Erregerwicklung mit einer Nutauskleidung von 0,3 mm modelliert wird, siehe Abbildung 5.5. Außerdem wird berücksichtigt, dass zwischen benachbarten Drähten ein Mindestabstand von 0,03 mm eingehalten werden muss. Iterative Simulationen mit verschiedenen Lackdrähten (Abbildung 5.5) zeigen, dass für die betrachtete Wicklungsfläche bei optimierter Drahtverteilung der Draht mit 1,5 mm Durchmesser den höchsten Kupferfüllfaktor aufweist. Damit wird der in Abschnitt 3.3 für die elektromagnetische Auslegung angenommene Wert von 0,6 erreicht.

### 5.1.5 Temperaturmessstellen

Die Temperaturen der Prototypmaschine werden während des Betriebs mit Thermoelementen vom Typ K gemessen. Die Temperaturüberwachung dient einerseits dem Schutz der Maschine und andererseits der Ermittlung des thermischen Verhaltens der Maschine, um das aufgebaute thermische Modell durch thermische Messungen zu validieren. Überwacht werden die Wicklungstem-

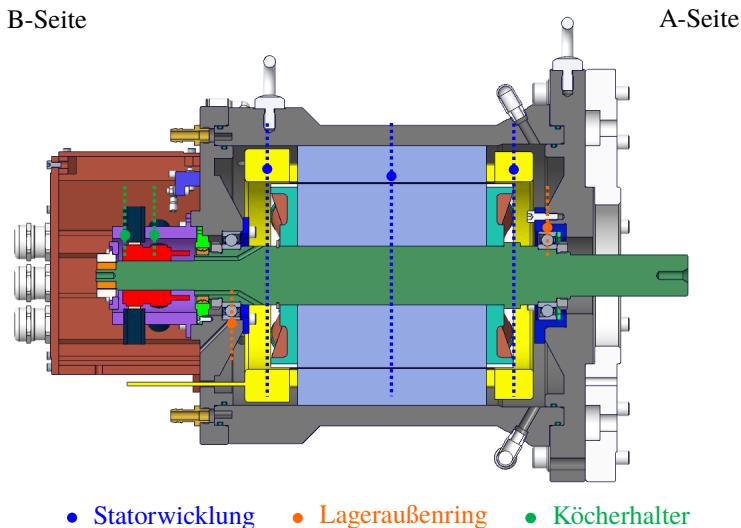


Abbildung 5.6: Übersicht der Temperaturmessstellen

peratur, die Lagertemperatur und die Temperatur des Schleifrings, wobei alle Messpunkte in Abbildung 5.6 dargestellt sind.

Die Temperaturen der Statorwicklungen werden an den beiden Wickelköpfen und in den Nuten gemessen. In den Nuten befinden sich pro Strang zwei Thermoelemente in der Mitte des Blechpaketes und an den Wickelköpfen pro Seite und Strang ein Thermoelement. Alle Thermoelemente sind mit Abstand über den gesamten Umfang verteilt.

Eine direkte Temperaturmessung am Lager und am Schleifring ist schwierig, da es sich um rotierende Teile handelt. Deshalb wird die Temperatur am Lageraußenring gemessen, indem das Thermoelement durch eine Bohrung im A- bzw. B-Lagerschild bis zum Lageraußenring geführt wird. Beim B-Lagerschild befindet sich die Bohrung in der 6-Uhr-Position und beim A-Lagerschild in der 3-Uhr-Position. Aus der Temperatur des Köcherhalters wird auf die Temperatur des Schleifrings geschlossen. Dazu wird in die Wandung des Köcherhalters von radial außen (hintere Kappe) nach innen eine Bohrung eingebracht, in die das Thermoelement eingeführt wird. Die Temperaturmessung erfolgt über zwei benachbarte Bürstenhalter, deren Bürsten an unterschiedlichen Ringen anliegen. Die Temperatur der Rotorwicklung wird über den Widerstand bestimmt. Da der

Strom und Spannung des Erregerkreises beim konduktiven Energieübertrager (Schleifring-Bürsten) relativ einfach bestimmt werden können, wird die mittlere Wicklungstemperatur aus dem temperaturabhängigen Wicklungswiderstand rückgerechnet. Da die Rotorkupferverluste hauptsächlich indirekt über den Luftsput durch die Statormantelkühlung abgeführt werden müssen, während die Wickelköpfe zusätzlich durch Konvektion gekühlt werden, ist keine große Temperaturdifferenz zwischen den Wicklungen im Rotorblech und den Wickelköpfen zu erwarten. Dabei wird der Übergangswiderstand des Schleifring-Bürsten-Kontakts berücksichtigt, dessen Ermittlung in Kapitel 6 näher erläutert wird.

## 5.2 Funktionsabsicherung

### 5.2.1 Überspannungsschutz der Erregerwicklung

Stator- und Rotorwicklung sind über den Magnetkreis miteinander gekoppelt. Durch die Erregung und Drehung des Rotors wird in der Statorwicklung eine Spannung induziert, deren Größe sich mit der Zeit ändert. Umgekehrt kann durch Änderung des Statorfeldes in der rotierenden Erregerwicklung eine Spannung induziert werden, wie in Gleichung (2.17) für  $\frac{d\Psi_E}{dt} \neq 0$  dargestellt. Wird im Idealfall nur die Grundwelle des Statorfeldes mit konstanten Amplituden betrachtet, so ist der Koppelanteil der Flussverkettung  $\Psi_{E,\text{Stator}}$  nach Gleichung (2.20) konstant und somit die Spannung der Erregerwicklung bei konstantem Erregerstrom nach Gleichung (2.21) zu berechnen. In der Realität ist jedoch die räumlich verteilte treppenförmige Durchflutung der Statorwicklungen und die daraus resultierenden mit- und gegenläufigen Oberwellen im Statorfeld zu berücksichtigen, die durch asynchrone Umfangsgeschwindigkeiten zur rotierenden Grundwelle Schwankungen in der Flussverkettung der Erregerwicklung  $\Psi_E$  erzeugen können. Nach [95] rotieren die mit- bzw. gegenläufigen Oberwellen der Ordnungszahl  $\nu$  mit reduzierten Umfangsgeschwindigkeiten  $v_\nu$  gemäß Gleichung (5.2) und führen dadurch zur Pulsation der Flussverkettung  $\Psi_{E,\text{Stator}}$  und in weiterer Folge auch der gesamten Flussverkettung  $\Psi_E$ . Darüber hinaus können Permeanzschwankungen, hervorgerufen durch die Nutöffnungen und die Rotorgeometrie, Sättigungseffekte des Aktivmaterials sowie zusätzliche Zeitharmonische im Strom zu einer Schwankungen von  $I_d$  oder  $L_{dE}$  in Gleichung (2.20) führen, die ebenfalls eine Pulsation der Flussverkettung  $\Psi_{E,\text{Stator}}$  verursachen. In

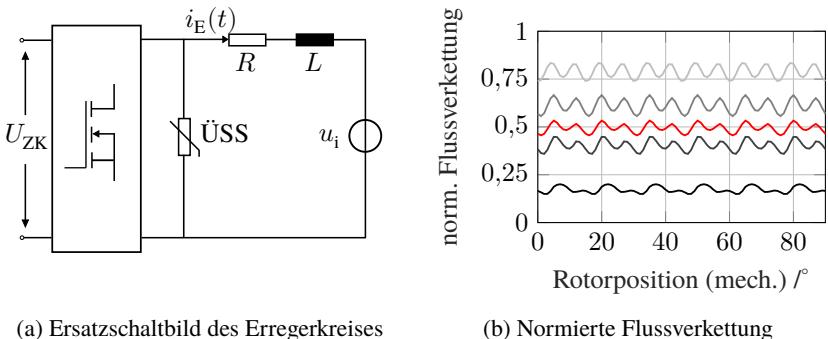


Abbildung 5.7: Reales Ersatzschaltbild des Erregerkreises (links) und die Flussverket-  
tungsverläufe  $\Psi_{E,\text{Stator}}$  der offenen Erregerwicklung bei einer um eine Nut-  
teilung geschrägter Maschine (rechts): Einzelscheibe in Schwarz/Grau,  
gemittelt in Rot

Gleichung (5.2) ist  $\omega$  die Kreisfrequenz des Drehstromsystems und  $\tau_p$  die Polteilung.

$$\nu_v = \frac{\omega}{\pi} \cdot \frac{\tau_p}{\nu} = 2f \cdot \left( \frac{\tau_p}{\nu} \right) \quad (5.2)$$

Das reale Ersatzschaltbild des Erregerkreises ist in Abbildung 5.7(a) darge-  
stellt. Der regelbare Erregerstrom kann z. B. durch einen Vierquadrantensteller  
erzeugt werden, um den Betrieb sowohl mit positivem Erregerstrom als auch  
bei Bedarf mit umgekehrter Stromrichtung zu ermöglichen [14, 35]. Die Erre-  
gerwicklung selbst stellt eine induktive Last dar. Dementsprechend wird sie als  
Induktivität und Widerstand modelliert. Wie oben beschrieben, wird im Erreger-  
kreis eine hochfrequente Spannung induziert, die durch die Oberwelleneffekte  
des Drehfeldes (die Pulsation von  $\Psi_{E,\text{Stator}}$ ) hervorgerufen wird. Aufgrund der ho-  
hen Windungszahl der Erregerwicklung kann die induzierte Spannung je nach  
Maschinenauslegung, Drehzahl und Betriebspunkt im Kilovoltbereich liegen.  
Im Normalbetrieb, solange ein Erregerstrom im Erregerkreis fließt, wird die in-  
duzierte Spannung infolge kleiner Schwankungen des Erregerstroms zeitgleich  
durch den Spannungsabfall an der Induktivität  $u_L(t) = L \frac{di(t)}{dt}$  kompensiert.  
Dies entspricht einer Kompensation der pulsierenden Flussverkettung  $\Psi_{E,\text{Stator}}$   
durch  $L_E \cdot i_E(t)$  im Erregerkreis (vgl. Gleichung (2.18)). Sind jedoch die Klem-

men offen oder der Stromrichter gesperrt, während sich der Rotor weiter dreht und die Statorwicklung bestromt wird, kann eine hohe induzierte Spannung den Stromrichter oder weitere Maschinenkomponenten beschädigen. Daher ist eine Schutzmaßnahme erforderlich. Dazu wird, wie in Abbildung 5.7 (a) dargestellt, außerhalb der Maschine ein Block-Varistor als Überspannungsschutz (ÜSS) parallel geschaltet, der bei hohen Spannungen den Erregerkreis schließt und die Energie in Form von Wärme über den Strom abführt.

Es ist zu beachten, dass die Pulsation der Flussverkettung infolge von Oberwelleneffekten des Drehfeldes nicht wie die Drehmomentwelligkeit (vgl. Abbildung 3.4(b)) durch Schrägung signifikant unterdrückt werden kann. Abbildung 5.7(b) zeigt das  $\Psi_E$  der einzelnen Scheiben bei  $i_E = 0$  (gilt dann  $\Psi_E = \Psi_{E,\text{Stator}}$ ), wobei die Maschine nach der in Abschnitt 3.1 eingeführten Multi-Slice-Methode um eine Nutteilung geschrägt ist. Zunächst ist zu erkennen, dass die Flussverkettung jeder einzelnen Scheibe einen DC-Anteil aufweist. Dieser wird durch die permanente Erregung der Magnete und die synchron rotierende Grundwelle des Drehfeldes erzeugt. Daneben dominieren die sechste und zwölftes Pulsation, die durch die Oberwellen des Drehfeldes und den Nutungseffekt eingebracht werden. Außerdem werden die Flussverkettungen der einzelnen Scheiben nicht durch Schrägung gegeneinander kompensiert und die Schwankungen bleiben im gemittelten Verlauf erhalten. Hierfür sind mehrere Einflussfaktoren relevant. Zum einen kann eine Schrägung um eine Nutteilung das räumlich verteilte erste Nutharmonischenpaar des Statordrehfeldes ( $\nu = -11$  und  $13$ ) nicht vollständig eliminieren, da die Wellenlänge der beiden Oberwellen geringfügig größer bzw. kleiner als eine Nutteilung ist. Die durch den verbleibenden Oberwellengehalt verursachte zeitliche Pulsation in der Flussverkettung kann durch räumlich hintereinander versetzte Rotorscheiben nicht kompensiert werden. Außerdem handelt es sich um Fluktuationen des magnetischen Flusses im Rotorblech, bei dem die Rotorlage und die Rotorsättigung einen anderen Einfluss haben als beim Luftspaltfeld. Die in Abbildung 5.7 (b) dargestellten Verläufe zeigen unterschiedliche Amplituden der zwölften Harmonischen, was auf die unterschiedlichen Amplituden des ersten Nutharmonischenpaars zwischen den einzelnen Scheiben zurückzuführen ist. Schließlich enthält das Drehfeld weitere Oberwellen, wie z. B. die fünfte und siebte Harmonische, die nicht durch eine Schrägung um eine Nutteilung unterdrückt werden können. Daher ist die oben genannte Schutzmaßnahme trotz Schrägung weiterhin erforderlich, um einen sicheren Betrieb zu gewährleisten. Das Einbringen der zusätzlichen Permanentmagnete in den Rotor zeigt keine nennenswerten Vor- oder Nachteile hinsichtlich der Flussverkettungsschwankung in der Erregerwicklung.

## 5.2.2 Biegekritische Eigenfrequenz

Die Konstruktionen der Maschine und die Prüfstandsbindung bilden ein schwingungsfähiges System, dessen Eigenschwingungen in verschiedenen Moden mit jeweils einer Eigenfrequenz auftreten können. Trifft im Betrieb die Frequenz einer Anregung, z. B. durch Unwucht der Maschine, mit der Eigenfrequenz einer Eigenschwingung zusammen, so entsteht eine Resonanz, die die Amplitude der Schwingung erhöht und im Extremfall zum Versagen von Bau- teilen und zur Beeinträchtigung der Betriebssicherheit führen kann. Daher ist bereits bei der Konstruktion darauf zu achten, dass innerhalb der maximalen Betriebsdrehzahl keine biegekritische Eigenfrequenz auftritt.

Die Schwingungsmoden und die zugehörigen Eigenfrequenzen werden mithilfe der Modalanalyse in Ansys Workbench ermittelt, deren Ergebnisse für die ersten vier Moden in Abbildung 5.8 dargestellt sind. Bei dem Simulationsmodell handelt es sich um ein vereinfachtes Modell, bei dem der Klemmkasten, die Drahtabgänge, die Bürsten und andere mit dem Stator oder dem Gehäuse verbundene Feinheiten vernachlässigt werden, da sie nur einen geringen Einfluss auf die Eigenschwingungen des rotierenden Teils haben. Die durch die zuvor vorgestellte Lagerberechnung ermittelte Lagersteifigkeitsmatrix wird in der Modalanalyse verwendet. Zusätzlich wird zur Erhöhung der Systemsteifigkeit das Gehäuse auf der B-Seite durch zwei Stützen abgestützt. Jede Stütze ist einerseits über ein Langloch und eine M12-Schraube mit dem Gehäuse verbunden und andererseits über weitere Schrauben am Maschinenbett befestigt.

Bei einer Lagervorspannung von 400 N ist die erste Eigenschwingung eine translatorische Bewegung, deren Eigenfrequenz 380 Hz beträgt und in Abbildung 5.8(a) zu sehen ist. Die Eigenschwingung der zweiten Mode mit einer Eigenfrequenz von 450 Hz ist eine Torsion der Welle, während die A-Seite durch die Klauenkupplung fest geklemmt wird. Die Eigenschwingungen der dritten und vierten Mode sind Schwingungen der B-Seite in horizontaler bzw. vertikaler Richtung, wobei das A-Lagerschild über die Adapterscheibe fest am Flansch des Prüfstands befestigt ist. Diese sind in Abbildungen 5.8(c) und 5.8(d) illustriert. Es ist somit ersichtlich, dass mithilfe der B-seitigen Abstützung bei einer axialen Lagervorspannung von 400 N alle Eigenschwingungen deutlich oberhalb der maximalen Betriebsdrehzahl liegen, während bei 380 Hz niedrigster Eigenfrequenz, was einer mechanischen Drehzahl von  $22\,800\text{ min}^{-1}$  entspricht, noch eine ausreichende Sicherheitsreserve enthalten ist.

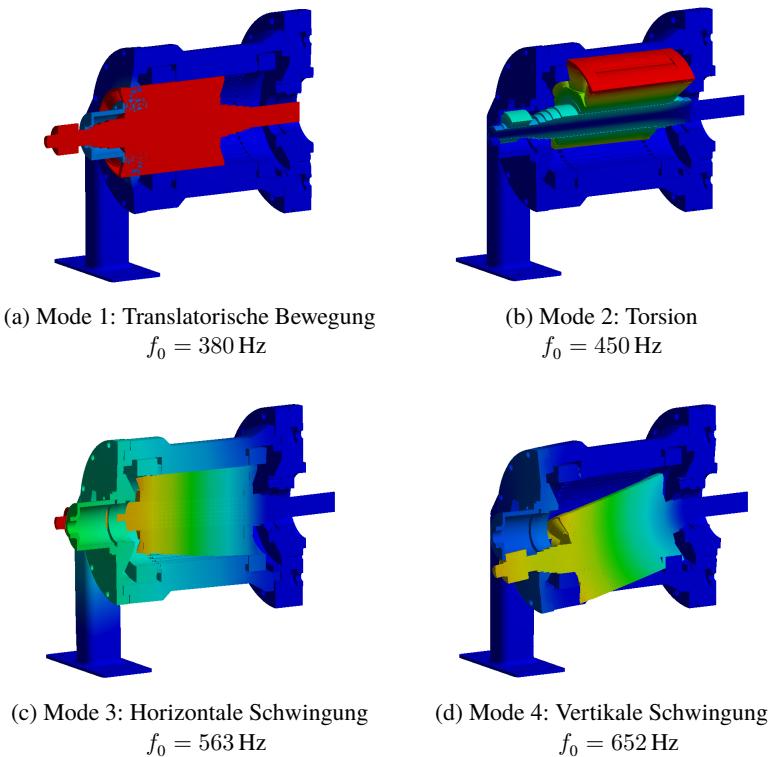


Abbildung 5.8: Eigenschwingungen des Prototyps als Prüfstandsaufbau, Darstellung verschiedener Moden mit zugehörigen Eigenfrequenzen

### 5.3 Fertigung und Zusammenbau der Prototypmaschine

Die Prototypmaschine wird entsprechend der in Abschnitt 5.1 beschriebenen Konstruktion gebaut. Die Bearbeitung und der Zusammenbau von Rotor und Stator sind in Abbildung 5.9 zu sehen. Die einzelnen Komponenten werden entweder in der institutseigenen Werkstatt oder bei externen Herstellern gefertigt und anschließend im Institut montiert. Die Rotor- bzw. Statorwicklungen wer-

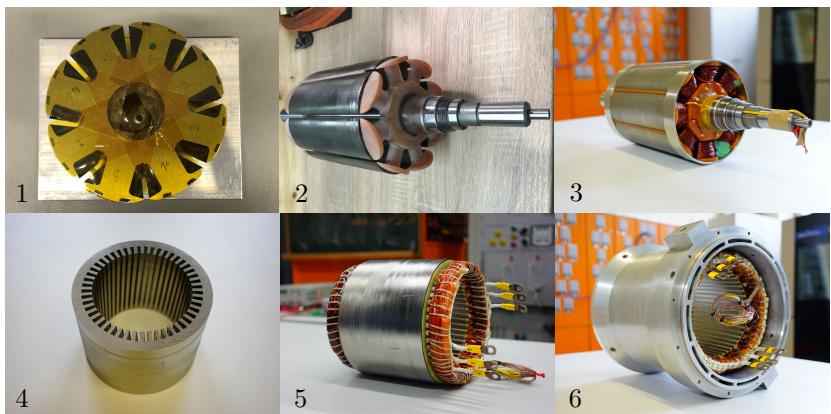


Abbildung 5.9: Bearbeitung und Zusammenbau: 1. Mit Magneten bestücktes Rotorblechpaket; 2. Auf Welle aufgeschrumpftes Blechpaket und Endscheiben; 3. Fertig bearbeiteter Rotor; 4. Geschrägtes Statorblechpaket; 5. Fertig bewickelter Stator; 6. Im Gehäuse montierter Stator

den von externen Wickelbetrieben hergestellt.

Die Elektrobleche für Rotor und Stator aus NO30-16HS sind lasergeschnitten. Anschließend werden die einzelnen Bleche vollflächig mit Backlack verklebt und paketiert. Wie in Abbildung 5.9 (1) zu sehen ist, werden im Bereich der Polschuhe Permanentmagnete eingebaut, die in axialer Richtung in 20 Stücke segmentiert und mit einem Zweikomponenten-Magnetkleber in den Magnettaschen fixiert werden. Das Warmschrumpfen erfolgt durch Erwärmung des Blechpaketes und Abkühlung der Welle. Für die Erregerwicklung wird, wie in Abschnitt 5.1.4 beschrieben, Runddraht mit einem Kupferdurchmesser von 1,5 mm verwendet. Der durch die optimierte Drahtverteilung erreichte Kupferfüllfaktor von 60 % wird beim Wickeln realisiert. Anschließend werden die Wicklungen imprägniert und mit zusätzlichem Wuchtkitt auf der Innenseite der Endkappe positiv ausgewuchtet, siehe Abbildung 5.9 (3). In Abbildung 5.9 (4) ist eine Schrägung des Stators um eine Nutteilung zu erkennen, da eine Schrägung des Rotors zu längeren Erregerwicklungen und damit zu erhöhten Rotorverlusten führt, die nur schwer abzuführen sind. Abbildung 5.9 (5) zeigt, dass die Drahtabgänge und die Kabel der Thermoelemente direkt von der B-Seite der Maschine nach außen geführt werden. Die Auslegungsrandbedingungen, die von

der Referenzmaschine übernommen werden (Tabelle 3.1), haben eine maximale Stromdichte von  $J_s = 38,5 \text{ A/mm}^2$  bei  $U_{ZK} = 325 \text{ V}$  und einer Anzahl paralleler Zweige  $a = 4$ . Um am Prüfstand die geforderte Stromdichte möglichst zu erreichen, wird die Statorwicklung der Prototypmaschine an die Strom- und Spannungsgrenzen des Prüfstandsumrichters angepasst. Dazu wird die Anzahl der parallelen Zweige auf 2 reduziert, sodass der Frequenzumrichter den halben Strom bei doppelter Spannung liefern muss, was den Leistungsdaten des Prüfstandsumrichters besser entspricht. Diese Anpassung dient nur der Adaption an den Frequenzumrichter am Prüfstand. Das in Kapitel 4 beschriebene Betriebsverhalten ändert sich dadurch nicht. Da die beiden parallelen Zweige erst außerhalb der Maschine parallelisiert werden, sind in Abbildung 5.9 (6) zwei getrennte UVW-Drahtabgänge zu sehen. Abbildung 5.10 zeigt die vollständig montierte Maschine mit B-seitiger Abstützung auf dem institutseigenen Prüfstand. Mit der aufgebauten Maschine kann das in den vorangegangenen Kapiteln beschriebene Betriebsverhalten der hybriderregten Maschine messtechnisch validiert werden, worauf im folgenden Kapitel näher eingegangen wird.



Abbildung 5.10: Aufbau der vollständig montierten Prototypmaschine am Prüfstand

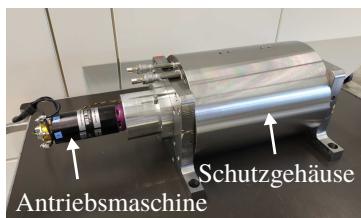
# Kapitel 6

## Prüfstandsversuch

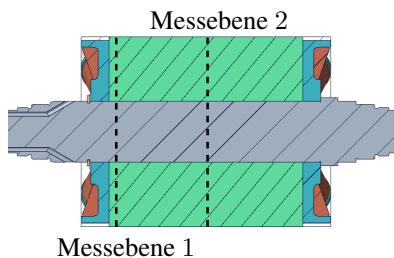
In diesem Kapitel werden die Prüfstandsversuche sowie die Messergebnisse der aufgebauten Prototypmaschinen vorgestellt. In Abschnitt 6.1 wird die in Abschnitt 4.2 beschriebene mechanische Auslegung für den Einsatz einer hochdrehenden Traktionsmaschine anhand eines Schleuderversuchs validiert. Abschnitt 6.2 konzentriert sich auf das elektromagnetische Betriebsverhalten der HSM. Dabei werden die einzelnen Verluste separat behandelt und die gemessenen Drehmoment- und Wirkungsgradkennfelder dargestellt. Die Validierung des in Abschnitt 3.4 aufgestellten thermischen Modells erfolgt durch thermische Messungen über verschiedene Betriebspunkte in Abschnitt 6.3.

### 6.1 Schleuderversuch des Rotors

Ein Schleudertest des hybriderregten Rotors wird auf einem externen Prüfstand durchgeführt, um die erarbeitete Konstruktion als Hochdrehzahlmaschine nachzuweisen. Abbildung 6.1 (a) zeigt den Aufbau des Schleudertests. Der Prüfling liegt horizontal in einem Schutzgehäuse und wird von einer Antriebsmaschine geschleppt. In das Gehäuse sind seitliche Öffnungen eingefräst, durch die die Außenkontur des Rotors an verschiedenen Stellen gemessen werden kann. Hierzu werden zwei Laservibrometer (LK-H152 und LK-G5001) der Firma Keyence verwendet, die außerhalb der Schutzgehäuse am Prüfstand befestigt sind. Die beiden Messstellen sind in Abbildung 6.1 (b) illustriert, wobei sich eine Messebene in unmittelbarer Nähe des Wickelkopfes und die andere in der Mitte des Blechpaketts befindet. Nach den in Abschnitt 4.2 dargestellten Simulationen ist in der Messebene 1 eine höhere mechanische Spannung und damit ein höher-



(a) Grundaufbau des Schleuderversuchs

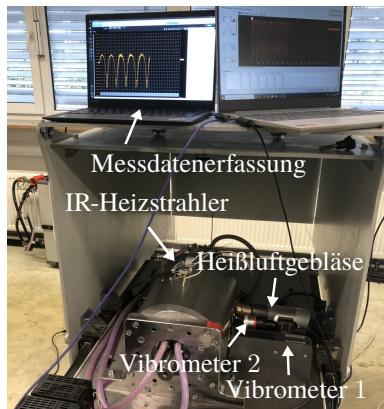


(b) Messstellen der Rotoraußenkontur

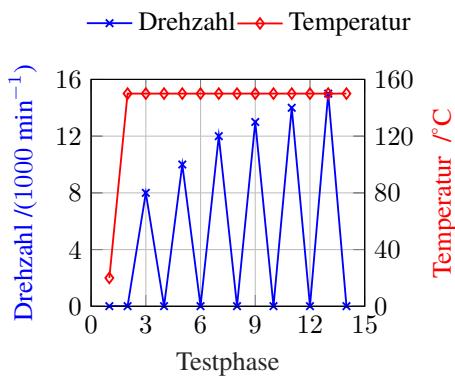
Abbildung 6.1: Grundaufbau des Schleuderversuchs und die verschiedenen Messstellen

res Risiko plastischer Verformung zu erwarten.

Der Rotor kann vor und während des Schleuderversuchs erwärmt werden. Dies geschieht mithilfe eines Infrarot-Heizstrahlers und eines Heißluftgebläses. Der vollständige Schleuderprüfstand ist in Abbildung 6.2 (a) zu sehen.



(a) Vollständiger Versuchsaufbau



(b) Versuchsablauf

Abbildung 6.2: Vollständiger Schleuderprüfstand und Versuchsablauf

In Abbildung 6.2 (b) ist der Versuchsablauf gegeben. Vor dem Schleudern wird der Rotor mehrere Stunden mit dem Heizstrahler und dem Heißluftgebläse aufgeheizt, um möglichst den gesamten Rotor auf  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$  zu bringen. Der Schleudertest beginnt bei  $8000\text{ min}^{-1}$  und wird in Schritten von  $2000\text{ min}^{-1}$  erhöht. Ab  $12\,000\text{ min}^{-1}$  erhöht sich die Schleuderdrehzahl in Schritten von  $1000\text{ min}^{-1}$  bis  $15\,000\text{ min}^{-1}$ , wobei der Prüfling bei jeder Drehzahl zwei Minuten lang geschleudert wird. Da es mit dem dargestellten Aufbau und der eingesetzten Messtechnik nicht möglich ist, die Verformung der Rotoraußenkontur separat aus der Schwingung des Rotors bei Schleuderdrehzahl zu entnehmen, wird die Rotorkontur nach jeder Schleuderdrehzahl bei  $10\text{ min}^{-1}$  quasistatisch vermessen. Durch Vergleich der Rotorkontur aus den quasistatischen Messungen mit dem Ausgangszustand können mögliche plastische Verformungen durch den Schleudervorgang erkannt werden.

Die mit dem Laservibrometer in der Messebene 1 erfasste Rotorkontur nach dem Schleudern bei  $15\,000\text{ min}^{-1}$  ist zusammen mit dem Ausgangszustand des Rotors in Abbildung 6.3 dargestellt. Differenzen zwischen den beiden Kurven werden als plastische Verformungen erkannt, wobei der größte Wert über den Rotorumfang zu suchen ist. Eine leichte plastische Verformung in der Messebene

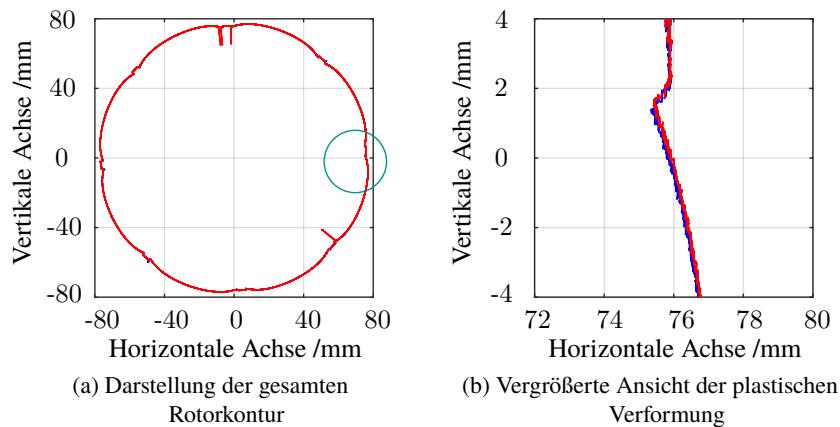


Abbildung 6.3: Vergleich der Rotoraußenkontur in der Messebene 1 nach  $15\,000\text{ min}^{-1}$  mit dem Ausgangszustand: Ausgangszustand (—), nach dem Schleuderversuch (—)

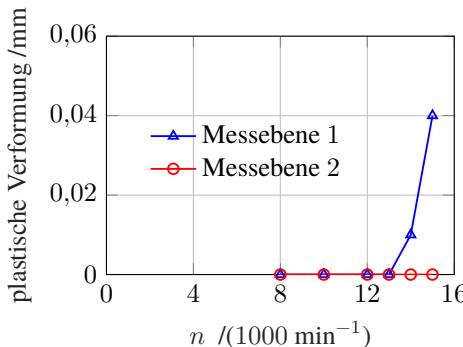


Abbildung 6.4: Messergebnisse des Schleuderversuchs

1 nach Schleudern bei  $15\,000\text{ min}^{-1}$  ist beispielsweise in Abbildung 6.3 (b) illustriert. In Abbildung 6.4 sind die Messergebnisse zusammengefasst. Die Messergebnisse zeigen eine Übereinstimmung mit den in Kapitel 4 vorgestellten Simulationen bis zu einem Drehzahlbereich von  $13\,000\text{-}14\,000\text{ min}^{-1}$ , darüber treten leichte plastische Verformungen auf. Während in der Nähe des Wickelkopfes (Messebene 1) bei  $15\,000\text{ min}^{-1}$  eine plastische Verformung von  $0,04\text{ mm}$  an der Rotoroberfläche beobachtet wird, ist in der Mitte des Blechpaketts (Messebene 2) bis einschließlich  $15\,000\text{ min}^{-1}$  keine plastische Verformung erkennbar. Ein weiteres Verständnis der plastischen Verformung ist ohne Zerlegung des Rotors als auch mit den verwendeten Messgeräten nicht möglich. Ein möglicher Grund für die geringe plastische Verformung liegt in den Materialeigenschaften, die durch die Erwärmung im Schleuderversuch beeinflusst werden. In den in Abschnitt 4.2 dargestellten Simulationen wird lediglich die thermische Ausdehnung berücksichtigt, wobei weitere temperaturabhängige Effekte, wie z. B. Änderungen des Elastizitätsmoduls und insbesondere der Streckgrenze, aufgrund fehlender Messdaten nicht einbezogen werden. Ein weiterer Faktor sind methodische Abweichungen der Simulationen. Als Beispiel sei die in Abschnitt A.3 vorgestellte Modellierung der Wicklungsfläche genannt, bei der zum einen methodische Ungenauigkeiten in den semi-empirischen Gleichungen, zum anderen vernachlässigte Lufteinschlüsse eine Rolle spielen. Für reine Prüfstandsanwendungen wird  $13\,500\text{ min}^{-1}$  als Drehzahlgrenze des hybriderregten Rotors festgelegt, was  $110\text{ m/s}$  entspricht. Die in Kapitel 4 beschriebene mechanische Auslegung als hochdrehende Maschine wird bestätigt.

## 6.2 Messungen zum Betriebsverhalten

Zur weiteren Untersuchung und Validierung des Betriebsverhaltens der ausgelegten Maschine werden in diesem Abschnitt weitere Messergebnisse vorgestellt. Alle eingeführten Messungen werden am institutseigenen Prüfstand durchgeführt, dessen Aufbau in Abbildung 6.5 dargestellt ist.

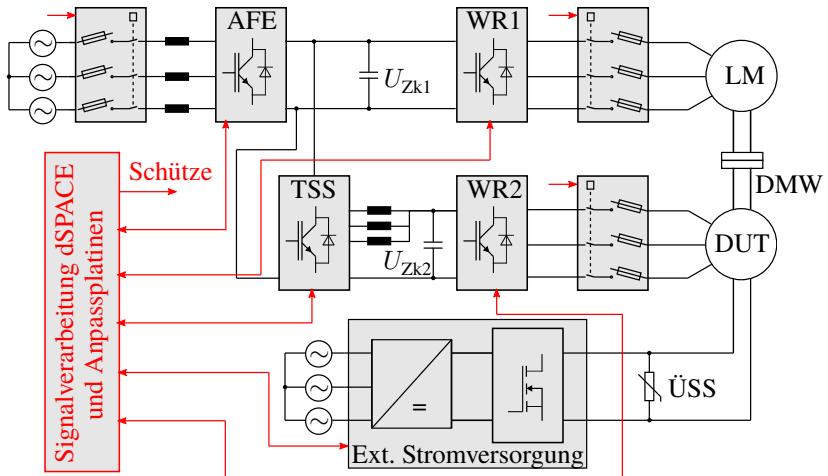


Abbildung 6.5: Prüfstandsaufbau mit Signalfluss in Rot

Als wesentliche Komponenten verfügt der Prüfstand über vier Drehstrombrückenschaltungen aus identischen Leistungsmodulen SKiiP 603 GD123-3DUW der Firma Semikron Danfoss, jeweils als Active Front End (AFE), Tiefsetzsteller (TSS), Wechselrichter (WR) für die Lastmaschine (LM) und den Prüfling (DUT, Device Under Test). Während die Lastmaschine an den Zwischenkreis mit konstanter Spannung  $U_{Zk1} = 750$  V angeschlossen ist, bildet der Tiefsetzsteller einen Batteriesimulator, mit dem der Prüfling mit einer veränderbarer Zwischenkreisspannung  $U_{Zk2}$  betrieben werden kann. Die zentrale Regelung aller Leistungsmodule erfolgt durch dSPACE mit geladenem Simulink-Modell, in dem die von  $I_d$ ,  $I_q$  und  $I_E$  abhängigen 3D-Flussverkettungen als Lookup-Tabelle hinterlegt sind. Zusätzlich übernimmt dSPACE zusammen mit den Anpassplatinen die Ansteuerung aller Schütze, die Grenzwertüberwachung sowie weitere

Schutzfunktionen und die Kommunikation mit dem Prüfstand-PC. Für die Erregerstromversorgung wird ein externes Netzteil EA-PS 9750-40 der Firma EA Elektro-Automatik verwendet. Die Kommunikation des Netzteils mit dSPACE erfolgt über eine getriggerte Analogschnittstelle. Dabei wird der Sollwert des Erregerstroms von dSPACE an das Netzteil übergeben und gleichzeitig der Istwert vom Netzteil abgeholt. Lastmaschine und Prüfling sind mechanisch über eine Elastomerkopplung verbunden. Bei der Lastmaschine wird die Drehzahl geregelt, während beim Prüfling die Strom- bzw. Drehmomentregelung angewendet wird.

Die Rotorposition wird über den Resolver erfasst, dessen Signal im dSPACE verarbeitet wird. Die in den Prüfling eingespeisten Ströme werden mit zusätzlichen LEM-Wandlern gemessen. Zusammen mit den gemessenen Spannungen wird die elektrische Leistung sowohl der Statorwicklung als auch des Erregerkreises mit dem Leistungsanalytoren Yokogawa WT3000 ermittelt. Parallel dazu wird die mechanische Leistung über das von der Drehmomentmesswelle (DMW) erfasste Drehmoment und die Drehzahl der Maschine im Yokogawa bestimmt. Daraus kann der Wirkungsgrad des Prüflings berechnet werden. Die Drehmomentmesswelle und die zugehörige Auswerteeinheit stammen von der Firma Manner Sensorik. Da sich einerseits die Drehzahlgrenze des Prüflings, wie in Abschnitt 6.1 dargestellt, der Drehzahlgrenze der Lastmaschine annähert und andererseits die Prüfstandsregelung bei hohen Drehzahlen nicht immer stabil ist und häufig zu schwankenden Zwischenkreisspannungen führt, werden im Folgenden aus Gründen eines sicheren Prüfstandsbetriebes nur Messungen bis zu einer maximalen Drehzahl von  $12\,000\text{ min}^{-1}$  durchgeführt.

### 6.2.1 Leerlauf- und Kurzschlussversuch

Zuerst wird der Leerlauf- und Kurzschlussversuch für die ausgelegte Maschine mit hybriderregtem Rotor durchgeführt. Beim elektrischen Leerlaufversuch wird der Prüfling durch die Lastmaschine auf die vorgegebene Drehzahl geschleppt, wobei die Klemmen des Prüflings offen gehalten werden. Nun wird die durch die Rotorerregung induzierte Spannung zwischen den Klemmen gemessen. In Abbildung 6.6(a) ist die Strangspannung bei einem konstanten Erregerstrom  $I_E = 15\text{ A}$  ( $J_R = 8,5\text{ A/mm}^2$ ) bis zu einer Drehzahl von  $12\,000\text{ min}^{-1}$  und in Abbildung 6.6(b) die Strangspannung bei einer konstanten Drehzahl von  $2000\text{ min}^{-1}$  in Abhängigkeit vom Erregerstrom aufgetragen.

Da bei konstanter Rotorerregung die induzierte Spannung proportional zur Drehzahl ist, ist die prozentuale Abweichung in Abbildung 6.6(a) zwischen Simulations- und Messergebnissen konstant. Die gemessenen induzierten Span-

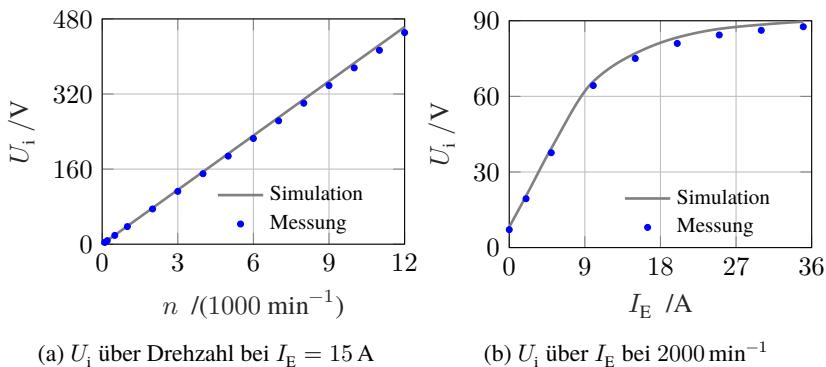


Abbildung 6.6: Effektivwert der induzierten Strangspannung im Leerlaufversuch der hybriderregten Maschine

nungen liegen um 2,8 % unter den in der Simulation ermittelten Werten, was auf eine etwas geringere Luftspaltflussdichte  $B_\delta$  und Rotorerregung  $\Psi_R$  des Prototyps als in der Simulation hindeutet. Gleichzeitig ist der gemessene Wert bereits bei 0 A Erregerstrom, also bei reiner Permanenterregung, kleiner als der simulierte Wert, siehe Abbildung 6.6 (b). Mit steigendem Erregerstrom wird die Differenz noch etwas größer. Die mittlere Abweichung über alle Erregerströme beträgt 3,0 %, was pauschal als Materialtoleranz der Permanentmagnete und des Blechpaketes sowie als Einfluss der Fertigung und Montage angesehen wird. Die Sättigung des Blechpaketmaterials ist in Abbildung 6.6 (b) am Verlauf der induzierten Spannung zu erkennen.

Beim Kurzschlussversuch werden alle Stränge der Statorwicklung bei ausgeschaltetem Wechselrichter kurzgeschlossen, während der Prüfling weiterhin durch die Lastmaschine geschleppt wird. Da die Maschinenklemmen nicht mehr offen sind, fließt aufgrund der induzierten Spannung und der Impedanz der Wicklung ein Kurzschlussstrom, der zu Verlusten führt. Dadurch entsteht ein Bremsmoment, das über die Drehmomentmesswelle erfasst werden kann. Der simulierte und gemessene Strangstrom und das Kurzschlussmoment sind in Abbildung 6.7 dargestellt.

Aufgrund der im Vergleich zur Simulation geringeren induzierten Spannung liegen auch die in Abbildung 6.7 (a) gemessenen Kurzschlussströme geringfügig

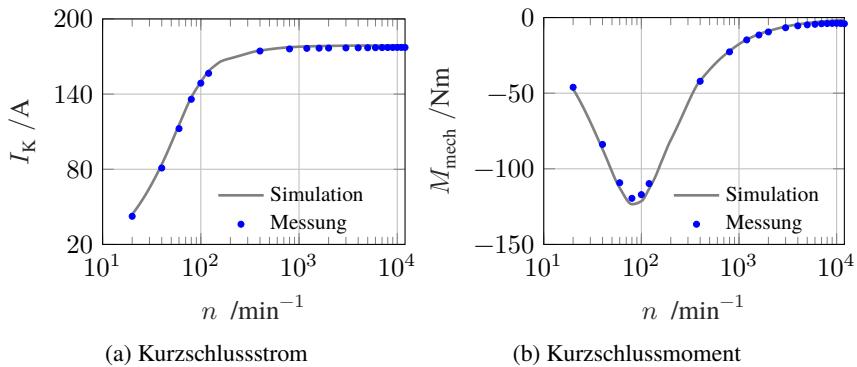


Abbildung 6.7: Kurzschlussversuch der hybriderregten Maschine bis  $12\,000 \text{ min}^{-1}$  mit konstantem Erregerstrom  $I_E = 15 \text{ A}$ : Effektivwert des Kurzschlussstromes in einem Strang (links) und von der Drehmomentmesswelle gemessenes Kurzschlussmoment (rechts)

unter den simulierten Werten. Bei niedrigen Drehzahlen wird der Kurzschlussstrom hauptsächlich durch den Wicklungswiderstand und bei hohen Drehzahlen durch die Reaktanz bestimmt. Ab ca.  $1000 \text{ min}^{-1}$  ist der Einfluss des Widerstands kaum noch erkennbar. Der Kurzschlussstrom bleibt bei weiter steigender Drehzahl mit 178 A nahezu konstant. Der im Vergleich zur Simulation geringere Kurzschlussstrom führt wiederum zu einem geringeren Kurzschlussmoment (kleinerer Betrag), insbesondere bei niedrigen Drehzahlen. Mit steigender Drehzahl treten weitere Verluste in der Maschine auf, die bei der Simulation des dreisträngigen Kurzschlusses nicht berücksichtigt werden. Dazu gehören z. B. die durch die Stromverdrängung bedingten frequenzabhängigen Kupferverluste, die Eisenverluste und die Reibungsverluste. Dementsprechend zeigt die Messung mit steigender Drehzahl ein höheres Bremsmoment (größerer Betrag) als die Simulation. Mit  $-119,5 \text{ Nm}$  tritt das maximal negative Kurzschlussmoment in der Messung bei  $80 \text{ min}^{-1}$  auf. Da die Messergebnisse zwischen  $120 \text{ min}^{-1}$  und  $400 \text{ min}^{-1}$  aufgrund der starken Drehmoment- und Drehzahlschwankungen nicht erfassbar sind, werden diese aus Abbildung 6.7 entfernt. Der Leerlauf- und der Kurzschlussversuch zeigen grundsätzlich eine gute Übereinstimmung mit den Simulationen.

## 6.2.2 Einzelverluste

### Reibungsverluste

Die gesamten Reibungsverluste, bestehend aus Luftreibung, Lagerreibung und Bürstenreibung, werden am rein elektrisch erregten Rotor bei abgeschaltetem Erreger- und Statorstrom ermittelt. Der Prüfling wird durch die Lastmaschine geschleppt. Die Reibungsverluste können über das von der Drehmomentmesswelle erfasste Drehmoment in Leistungen umgerechnet werden, da im Prüfling keine weiteren Verluste auftreten. Hierbei wurden Messungen zwischen  $100 \text{ min}^{-1}$  und  $1000 \text{ min}^{-1}$  in Drehzahlschritten von  $100 \text{ min}^{-1}$  und anschließend bis  $12000 \text{ min}^{-1}$  in Drehzahlschritten von  $1000 \text{ min}^{-1}$  durchgeführt. Die Messergebnisse sind in Abbildung 6.8 (a) durch die blaue Linie dargestellt.

Mit zunehmender Drehzahl steigen die gemessenen Reibungsverluste nahezu quadratisch an. Bei  $12000 \text{ min}^{-1}$  betragen die gesamten Reibungsverluste 1524 W. Im Vergleich zu einer PSM mit ähnlichen Rotorabmessungen ist dieser Wert etwas höher. Die offen gestalteten Endkappen um die Wickelköpfe unterstützen zwar die Kühlung der Rotorwicklung durch Konvektion, erhöhen aber aufgrund der unebenen Stirnflächen die Luftreibung. Zusätzlich treten Rei-

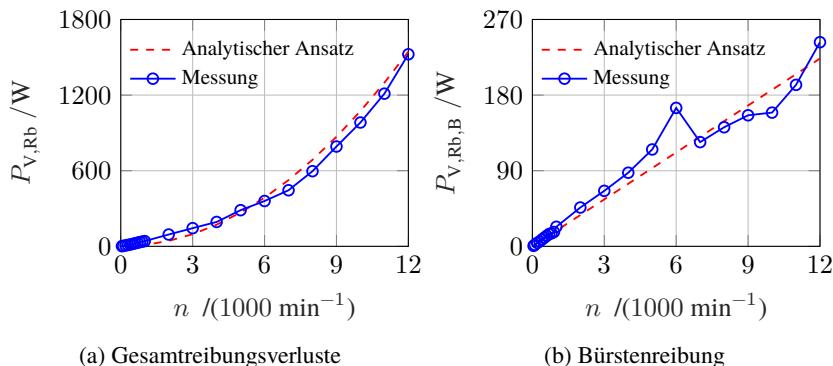


Abbildung 6.8: Gemessene Reibungsverluste bei rein elektrisch erregter Maschine und analytischer Ansatz nach Gleichung (3.6) mit  $k_{Rb} = 5$  (links); Bürstenreibung aus Messung und analytischer Berechnung nach Gleichung (3.7) mit  $\mu_B = 0,23$  und  $p_B = 29 \text{ kPa}$  (rechts)

bungsverluste durch die Kontakte zwischen Schleifring und Bürsten auf, die durch die Differenz der gesamten Reibungsverluste mit einer zweiten Messung ohne eingelegte Bürste ermittelt werden können, siehe Abbildung 6.8 (b). Die Reibungsverluste der Bürsten steigen mit zunehmender Drehzahl nahezu linear an. Bei  $12\,000\text{ min}^{-1}$  betragen sie für die acht eingesetzten Bürsten insgesamt 243 W. Die hohe Bürstenreibung ist zum einen auf die Anzahl der Bürsten und zum anderen auf den absichtlich erhöhten Federdruck zur Verbesserung der Kontaktssicherheit bei hohen Drehzahlen zurückzuführen. Hier besteht noch Optimierungspotenzial für das gesamte Schleifring-Bürsten-System.

Abbildung 6.8 zeigt, dass sowohl die Gesamtreibungsverluste als auch die Bürstenreibung mithilfe analytischer Ansätze in einer frühen Auslegungsphase relativ genau abgeschätzt werden können. Mit  $k_{Rb} = 5$  in Gleichung (3.6) wird eine gute Übereinstimmung für die Gesamtreibungsverluste erreicht. Mit einem Reibungskoeffizienten zwischen Schleifring und Bürsten von  $\mu_B = 0,23$ , der in der Nähe des in [50] angegebenen Richtwertes liegt, kann die Bürstenreibung mit Gleichung (3.7) angenähert werden. Abschließend wird angenommen, dass die Maschine mit dem hybriderregten Rotor die gleichen Reibungsverluste aufweist, da beide Maschinen bis auf den Rotorquerschnitt baugleich sind.

### Stromwärmeverluste des Bürsten-Schleifringübergangs

Neben der Bürstenreibung treten im konduktiven Übertrager zusätzliche Stromwärmeverluste auf. Von besonderem Interesse ist hierbei der Übergangswiderstand der Schleifring-Bürstenkontakte. Eine detaillierte Erläuterung des Mechanismus vom Stromübergang findet sich in [50]. Die Stromübertragung erfolgt über die Kontaktstellen zwischen Schleifring- und Bürstenoberfläche mittels punktförmiger metallisch leitender Brücken (Frittbrücken). Dabei steigt die über den Bürsten und dem Gleitübergang abfallende Kontaktspannung mit zunehmender Stromdichte unterproportional an, was auf einen abnehmenden Übergangswiderstand hinweist. Am Prüfstand wird nun der Übergangswiderstand der in der Prototypmaschine eingebauten Kupfergraphitbürsten mit dem Milliohmometer MGR10 der Firma Sefelec gemessen, das auf Basis des Vierleiter-Messprinzip über den zugeführten Strom und die erfasste Spannung einen Widerstand ermittelt. Die Messungen werden im eingebauten Zustand zwischen zwei benachbarten Bürsten desselben Schleifrings durchgeführt, wodurch bei jeder Messung der Widerstand von zwei Bürsten, zwei Übergängen und zwei Verbindungskabeln von je 150 mm Länge in Reihe gemessen wird. Der Widerstand der Schleifringsegmente wird aufgrund der hohen elektrischen Leitfähigkeit, des kurzen Abstandes zwischen zwei Bürsten und der großen stromführenden Fläche ver-

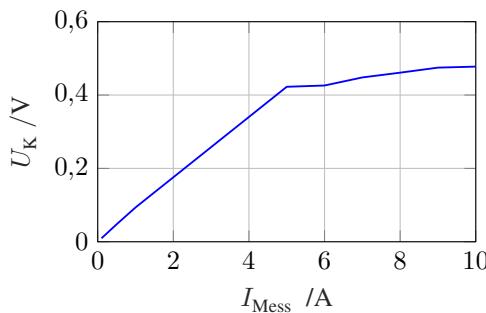


Abbildung 6.9: Kontaktspannung über einer Bürste und einem Kontaktübergang bei verschiedenen Messströmen

nachlässt. Nach Abzug des Anteils der Verbindungskabel lässt sich die über einer Bürste und einem Kontaktübergang resultierende Kontaktspannung  $U_K$  in Abhängigkeit vom Messstrom  $I_{\text{Mess}}$  in Abbildung 6.9 darstellen.

Die Kontaktspannung variiert geringfügig zwischen den Kontaktflächen verschiedener Bürsten, wobei die in Abbildung 6.9 dargestellte Kontaktspannung über verschiedene Bürstenpaare gemittelt ist. Die Werte werden im Stillstand und bei einer Umgebungstemperatur von 22 °C aufgezeichnet. Bei kleinen Messströmen  $I_{\text{Mess}} < 5 \text{ A}$  ist die Kontaktspannung nahezu konstant. Der Übergangswiderstand über einer Bürste und einem Kontaktübergang beträgt in diesem Bereich ca. 90 mΩ. Darüber nimmt der Übergangswiderstand mit steigendem Messstrom ab und die Kontaktspannung nähert sich einem Wert von ca. 0,5 V.

Aus dem Erregerstrom  $I_E$  und der gemessenen Kontaktspannung  $U_K$  lassen sich die Stromwärmeverluste des Energieübertragers  $P_{V,\text{el},B}$  unabhängig von der Anzahl der auf einem Ring parallel geschalteten Bürsten nach Gleichung (6.1) bestimmen. Der Faktor zwei entspricht dem Gesamtverlust in beiden Ringen.

$$P_{V,\text{el},B} = 2 \cdot U_K \cdot I_E \quad (6.1)$$

Im Vergleich zur Bürstenreibung sind die Stromwärmeverluste aufgrund der niedrigen Kontaktspannung gering. Der ermittelte Kontaktwiderstand wird später bei thermischen Messungen zur Bestimmung der mittleren Temperatur der Rotorwicklung mithilfe des Wicklungswiderstands verwendet, um den Einfluss des Energieübertragers zu eliminieren. Aufgrund des geringen Wertes des Kon-

taktwiderstands im Vergleich zum Widerstand der gesamten Rotorwicklung wird die Temperaturabhängigkeit des Übergangswiderstandes vernachlässigt. Außerdem wird angenommen, dass der Kontaktwiderstand bei allen Drehzahlen und unabhängig vom Bürstenverschleiß konstant ist.

### Ohmsche Verluste

Die Bestimmung der ohmschen Verluste erfolgt mithilfe des eingespeisten Stroms und der Wicklungswiderstände. Dazu werden die Widerstände der Stator- und Rotorwicklungen mit dem Milliohmometer gemessen. Da der Sternpunkt nicht nach außen geführt ist, werden die einzelnen Strangwiderstände der Statorwicklungen durch Messungen zwischen allen Klemmen (U-V, V-W und U-W) abgeleitet. Der Widerstand der Rotorwicklung wird direkt an den Schleifringanschlüssen gemessen und enthält somit nicht den Anteil des Energieübertragers. Alle Messwerte sind in Tabelle 6.1 aufgeführt.

Der mittlere Strangwiderstand aller drei Stränge der FSM beträgt  $17,05\text{ m}\Omega$ . Bei der HSM liegt dieser Wert mit  $17,16\text{ m}\Omega$  um  $0,65\%$  geringfügig höher. Außerdem weist die hybriderregte Variante eine etwas höhere Asymmetrie im Widerstand der drei Stränge auf. Der Widerstand der Rotorwicklung des hybriderregten Rotors liegt mit  $2,61\Omega$  um  $0,76\%$  niedriger als bei der FSM, deren Wicklungswiderstand nach der Messung  $2,63\Omega$  beträgt. Zusätzlich kann der Widerstand des Stator- bzw. Rotorwickelkopfes ermittelt werden, indem der Wicklungswiderstand im Bereich des Blechpaketes, der aus den Wicklungsdaten analytisch berechnet werden kann, vom gemessenen Gesamtwiderstand subtrahiert wird. Unter der Annahme, dass der Wickelkopf der A- und B-Seite symmetrisch ist, können damit die ohmschen Verluste des Wickelkopfes ermittelt werden, die zur Bestimmung des thermischen Verhaltens mithilfe des in Abschnitt 3.4 vorgestellten thermischen Netzwerkes benötigt werden. Die Baugleichheit der beiden Maschinen hinsichtlich der Wicklungen wird trotz geringfügiger Abweichungen der Wicklungswiderstände bestätigt.

Tabelle 6.1: Gemessene Widerstände bei einer Raumtemperatur von  $20^\circ\text{C}$

	$R_{S,U}$	$R_{S,V}$	$R_{S,W}$	$R_E$
FSM	$17,00\text{ m}\Omega$	$17,13\text{ m}\Omega$	$17,03\text{ m}\Omega$	$2,63\Omega$
HSM	$16,90\text{ m}\Omega$	$17,35\text{ m}\Omega$	$17,24\text{ m}\Omega$	$2,61\Omega$

## Eisenverluste

Die Eisenverluste der HSM werden mithilfe des Leerlaufversuchs ermittelt, indem die übrigen Verluste von den Gesamtverlusten abgezogen werden. Die Gesamtverluste setzen sich im Leerlauf aus den Reibungsverlusten, den Eisenverlusten und den Wirbelstromverlusten in den Magneten zusammen, die pauschal über das an der Drehmomentmesswelle erfasste Drehmoment bestimmt werden können. Da im Leerlauf kein Strom durch die Statorwicklung fließt und die Magnete axial in mehrere Segmente unterteilt sind, werden die Magnetverluste vernachlässigt. Dementsprechend ergeben sich die Eisenverluste aus der Differenz zwischen den Gesamtverlusten und den zuvor ermittelten Reibungsverlusten. Abbildung 6.10 zeigt die gemessenen Eisenverluste der HSM im Leerlauf und zum Vergleich den simulierten Verlauf.

Abbildung 6.10 zeigt, dass die Eisenverluste durch das modifizierte Bertotti-Modell mit den transienten Feldverläufen in guter Näherung berechnet werden können. Entgegen der Erwartung, dass die gemessenen Eisenverluste höher sind, liegen die simulierten Werte im Leerlaufversuch bei allen Drehzahlen etwas über den gemessenen Werten. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Statorwicklung im Leerlaufversuch stromlos ist und daher zusätzliche Verluste, wie z. B. durch Oberwellen und Nutstreuung, nicht auftreten. Die maximale absolute Abweichung der Eisenverluste beträgt 176 W bei  $11\,000\text{ min}^{-1}$ . Über alle Drehzahlen liegen die simulierten Eisenverluste im Mittel um 10,8 % über den gemessenen Werten.

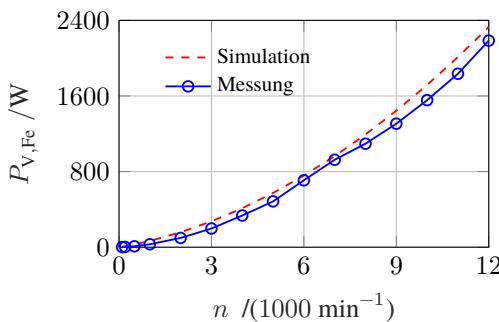


Abbildung 6.10: Eisenverluste der HSM im Leerlauf mit Erregerstrom  $I_E = 15\text{ A}$

### 6.2.3 Drehmoment- und Wirkungsgradsteigerung

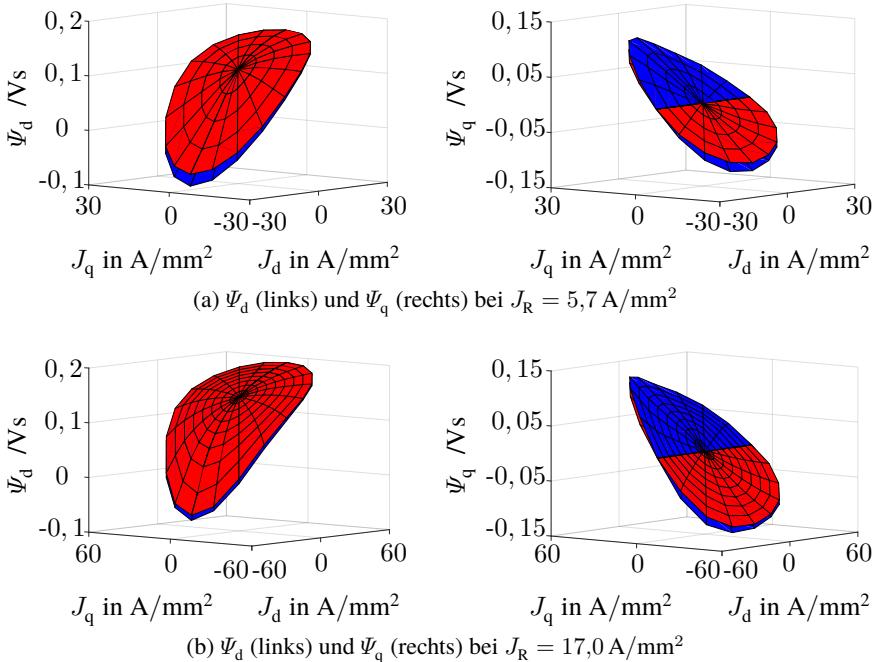


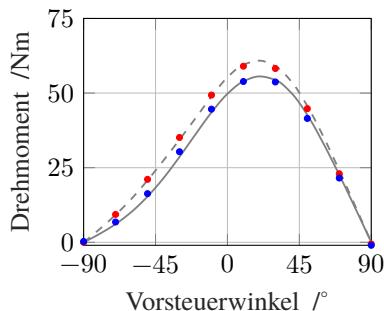
Abbildung 6.11: Gemessene Flusskennfelder von HSM (rot) und FSM (blau) bei zwei Erregerströmen

Um die Stromregelung der Prototypen zu ermöglichen, werden die Flusskennfelder der beiden Maschinen bei  $1000 \text{ min}^{-1}$  und verschiedenen Erregerströmen messtechnisch charakterisiert und anschließend als Lookup-Tabelle (LUT) im Regler hinterlegt. Die Flussverkettungen werden aus den gemessenen Spannungen  $U_d$ ,  $U_q$  und dem Strangwiderstand  $R$  nach Gleichung (2.7) bestimmt, wobei  $\Psi_d$  und  $\Psi_q$  dem Mittelwert einer elektrischen Periode entsprechen. Abbildung 6.11 zeigt die Flussverkettungen in Längs- und Querrichtung für zwei Erregerströme. Während die Flussverkettung in Längsrichtung  $\Psi_d$  durch den Einsatz der Magnete verstärkt wird, nimmt die Flussverkettung in Querrichtung  $\Psi_q$  durch den Luftbarriere-Effekt leicht ab.

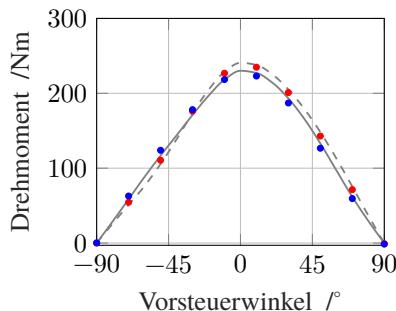
### Drehmomenterhöhung durch hybriderregten Rotor

Die in Abschnitt 4.1 dargestellten numerischen Simulationen lassen eine Drehmomenterhöhung der ausgelegten HSM erwarten, die in weiterer Folge zu einer Wirkungsgradsteigerung führt. Dies wird durch Messung des Drehmoments bei konstantem Stator- und Rotorstrom über verschiedene Vorsteuerwinkel validiert. In Abbildung 6.12 sind die gemessenen Drehmomente für zwei Sättigungszustände über Vorsteuerwinkel von  $-90^\circ$  bis  $90^\circ$  in  $20^\circ$ -Schritten dargestellt. Die zugrunde liegenden Stromdichten basieren auf den realen Wicklungsdaten der Prototypen. Zum Vergleich sind die Drehmomentverläufe aus der Simulation bei gleichen Strömen aufgetragen. Die Messungen erfolgen bei einer Drehzahl von  $1000 \text{ min}^{-1}$  und mittleren Wicklungstemperaturen von ca.  $80^\circ\text{C}$ .

Bei beiden Maschinen liegen die gemessenen Drehmomente geringfügig unter den Simulationswerten, was sich bereits durch die etwas geringere induzierte Spannung aus dem Leerlaufversuch andeutet. Außerdem sind die gemessenen Drehmomentkurven gegenüber denen aus der Simulation leicht verschoben, was auf eine kleine Abweichung bei der anfänglichen Festlegung des Resolveroffsetwinkels hinweist. Im niedrigen Sättigungszustand mit geringer Stromdichte zeigt die HSM in Übereinstimmung mit der Simulation bei allen Vorsteuerwin-



(a) Gemessenes Drehmoment bei:  
 $J_S = 7,4 \text{ A/mm}^2, J_R = 2,8 \text{ A/mm}^2$



(b) Gemessenes Drehmoment bei:  
 $J_S = 18,4 \text{ A/mm}^2, J_R = 8,5 \text{ A/mm}^2$

Abbildung 6.12: Validierung der Drehmomenterhöhung des hybriderregten Rotors durch Messungen (HSM: ●; FSM: •) und Vergleich mit den simulierten Verläufen (HSM: - - - ; FSM: —) bei einer Drehzahl von  $1000 \text{ min}^{-1}$

keln eine Drehmomenterhöhung gegenüber der FSM, wie in Abbildung 6.12 (a) dargestellt. Das größte gemessene Drehmoment beider Maschinen liegt bei einem Vorsteuerwinkel von  $10^\circ$ , wobei es bei der HSM 59,0 Nm und bei der FSM 53,9 Nm beträgt. Mit zunehmender Sättigung übertrifft die FSM im negativen Vorsteuerwinkelbereich das Drehmoment der HSM, siehe Abbildung 6.12 (b). Dies ist auf die erhöhte Schenkligkeit  $\zeta^{-1}$  der HSM und damit auf das verstärkte negative Reluktanzmoment im negativen Vorsteuerwinkelbereich zurückzuführen, was in Abschnitt 4.1 ausführlich beschrieben wird. Dennoch ist das Drehmoment der HSM in der Nähe des MTPA-Bereiches größer als das Drehmoment der FSM, sodass der Drehmomentvorteil bei sinnvollen Regelstrategien bestehen bleibt. Durch die Messung wird die Drehmomenterhöhung des hybriderregten Rotors bestätigt und die Drehmomentsimulation validiert.

Nachfolgend wird die Drehmomentmessung auf vollständige Drehmomentkennfelder über verschiedene  $I_d$ - $I_q$ -Kombinationen bei unterschiedlichen Erregerströmen erweitert. Links in Abbildung 6.13 sind die Absolutkennfelder der HSM dargestellt, rechts die Differenzkennfelder mit  $M_{HSM} - M_{FSM}$ . Der maximale Stromkreis in den Messungen hängt von jeweiligen Wert des Erregerstroms ab. Zusätzlich werden alle Drehmomentkennfelder bei einer Drehzahl von  $1000 \text{ min}^{-1}$  und einer mittleren Wicklungstemperatur von ca.  $80^\circ\text{C}$  ermittelt. Die in Abbildung 6.13 dargestellten Stromdichten entsprechen den Amplitudewerten nach Gleichungen (4.9) und (4.10). Es wird nur der motorische Betrieb mit positivem  $I_q$ -Strom betrachtet, während der Vorsteuerwinkel weiterhin von  $-90^\circ$  bis  $90^\circ$  in  $20^\circ$ -Schritten variiert wird.

Mit zunehmender Stromdichte des Erregerstroms von  $2,8 \text{ A/mm}^2$  bis zum Maximalwert von  $19,8 \text{ A/mm}^2$  steigt sowohl das Drehmoment als auch der Sättigungszustand in der HSM. Aus den Drehmomentisolinien der absoluten Kennfelder in Abbildung 6.13 ist die Verschiebung des MTPA-Punktes vom positiven zum negativen Vorsteuerwinkel zu erkennen, die auf den in Abschnitt 4.1 beschriebenen sättigungsbedingten Verlauf der einzelnen Drehmomentkurven zurückzuführen ist. Während bei  $J_R = 2,8 \text{ A/mm}^2$  über das gesamte Kennfeld ein Drehmomentvorteil durch die Hybriderregung erzielt wird, liegt das Drehmoment der HSM bei erhöhtem Erregerstrom im Bereich kleiner, negativer Vorsteuerwinkel unter dem Wert der FSM. Dies könnte im Feldschwächbetrieb zu leichten Wirkungsgradnachteilen führen, da die Maschinen dort zwangsläufig mit negativem Vorsteuerwinkel betrieben werden müssen. Es wird jedoch im MTPA-Punkt ein Drehmomentanstieg über alle Stromkreise bis zum maximalen Erregerstrom erreicht, sodass die Maschine im Grundlastbereich und im Teillastbereich bei hohen Drehzahlen vom Einsatz der Hybriderregung profitiert. Nachfolgend sind die Wirkungsgradkennfelder dargestellt.

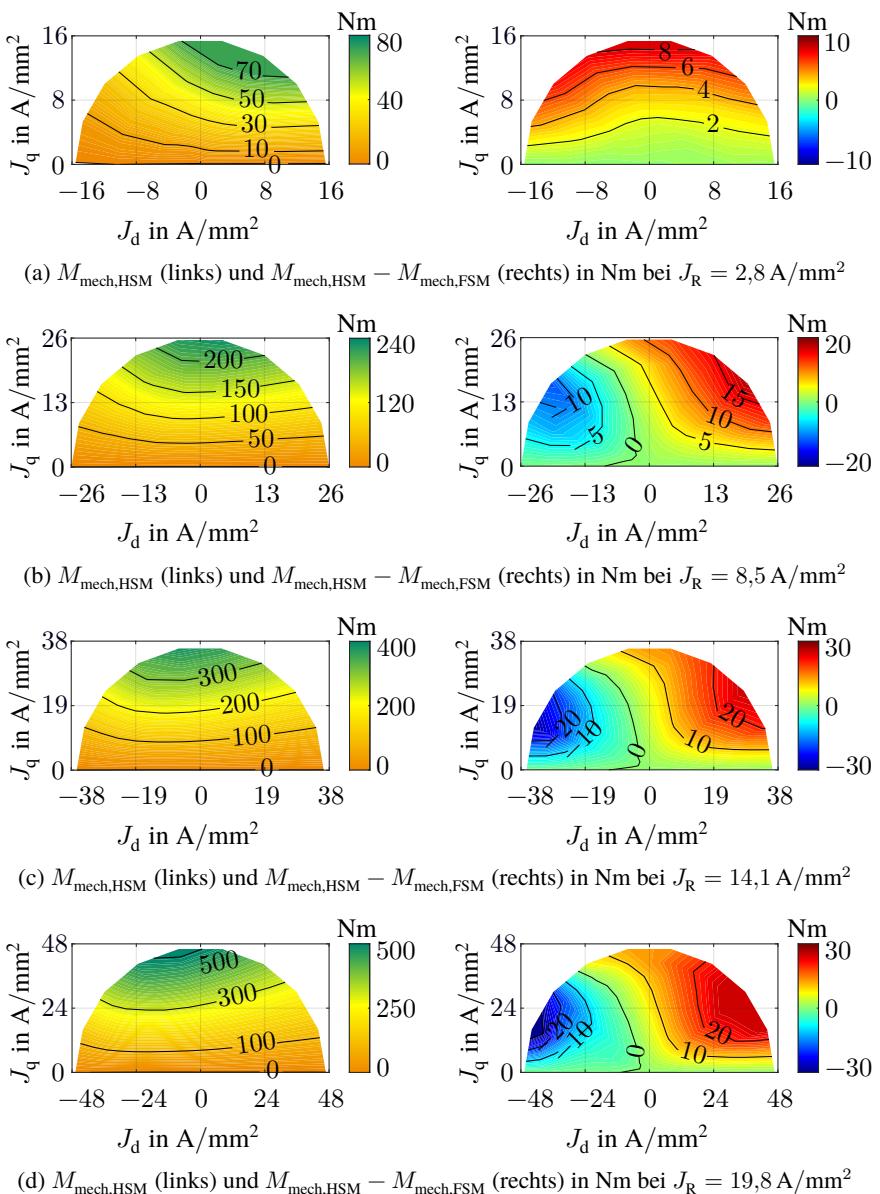


Abbildung 6.13: Absolute Drehmomentkennfelder der HSM (links) und Differenzkennfelder (rechts) bei verschiedenen Erregerströmen und einer Drehzahl von  $1000 \text{ min}^{-1}$

## Wirkungsgradsteigerung durch hybriderregten Rotor

Die dargestellten Drehmomentvorteile der Hybriderregung führen als weitere Folge zu einer Wirkungsgradsteigerung, die in diesem Abschnitt durch die Messung von Wirkungsgradkennfeldern validiert wird. Die Messungen werden bei 10 verschiedenen Drehzahlen bis  $12\,000\text{ min}^{-1}$  durchgeführt, wobei bei jeder Drehzahl ein Prototyp mit 8 Erregerströmen, Statorstromdichten von  $0\text{ A/mm}^2$  bis zum Maximalwert in Schritten von  $3,7\text{ A/mm}^2$  (Effektivwert) und Vorsteuerwinkel von  $-90^\circ$  bis  $90^\circ$  in Schritten von  $20^\circ$  gemessen wird. Die Bestimmung der Betriebspunkte in Wirkungsgradkennfeldern erfolgt anschließend mit der Strategie des optimalen Wirkungsgrades bzw. der minimalen Gesamtverluste für jeden Drehmoment-Drehzahl-Punkt durch numerische Verfahren aus den bei jeder Drehzahl gemessenen Stützstellen.

Auf dem Prüfstand werden das Drehmoment und die Leistung der aufgebauten Prototypen durch mehrere Begrenzungen des Prüfstandes limitiert, sodass nur Teil der simulierten Wirkungsgradkennfelder gemessen werden kann. Dazu gehört zunächst der maximal erreichbare Strom der verwendeten Leistungsmodule, der von Einflussfaktoren wie z. B. der Grundfrequenz der Maschine, der Zwischenkreisspannung, der Schaltfrequenz, der Kühlleistung und weiteren Einflüssen abhängt. Während bei niedrigen Drehzahlen bis  $1000\text{ min}^{-1}$  noch ein maximaler Statorstrom mit einer Stromdichte von bis zu  $J_S = 33,1\text{ A/mm}^2$  erreicht werden kann, nimmt diese mit steigender Grundfrequenz ab und beträgt bei  $12\,000\text{ min}^{-1}$  nur noch  $J_S = 22,1\text{ A/mm}^2$ .

Des Weiteren wird der messbare Bereich bei hohen Drehzahlen durch die Grenze der Strangspannung begrenzt, die theoretisch durch den maximalen Modulationsgrad je nach Modulationsverfahren und die konstante Zwischenkreisspannung, hier  $650\text{ V}$ , bestimmt werden kann. Da die Prüfstandsregelung bei der Messung von Prototypen, die an der Spannungsgrenze betrieben werden, nicht immer stabil ist und häufig zu Zwischenkreisschwankungen führt, wird vor der Messung jedes Betriebspunktes ab  $6000\text{ min}^{-1}$  eine Vorausberechnung der zur Stromregelung erforderlichen Spannungskomponenten nach Gleichung (2.7) mithilfe der zuvor bei  $1000\text{ min}^{-1}$  ermittelten Flusskennfelder durchgeführt. Es ist dann nur ein Betriebspunkt anzufahren, bei dem die erforderliche Strangspannung innerhalb der Spannungsgrenze liegt. Allerdings erlaubt die Gleichung (2.7) keine genaue Berechnung der Spannungskomponenten, da einerseits nur die Grundschwingung betrachtet wird und andererseits die Spannungsanteile infolge von Eisenverlusten, Stromverdrängung und weiteren Oberwellenverlusten unberücksichtigt bleiben. Außerdem kann die in der Simulation verwendete Spannungsgrenze mithilfe der Zwischenkreisspannung

und des maximalen Modulationsgrads in der Praxis nicht immer erreicht werden, da diese beispielsweise durch den Spannungsabfall des Frequenzumrichters und der Kabelleitung sowie durch die Verriegelungszeit der Leistungsmodule reduziert wird. Hierbei wird ein Faktor von 0,9 eingeführt, der besagt, dass die Strangspannung eines zu messenden Betriebspunktes die Strangspannungsgrenze, berechnet aus  $0,9 \cdot U_{ZK2}$  und dem maximalen Modulationsgrad, nicht überschreiten darf. Schließlich wird der Messbereich der Wirkungsgradkennfelder durch das maximale Drehmoment der Lastmaschine begrenzt. Da es sich bei der Lastmaschine um eine ASM handelt, hat diese einen kleinen konstanten Leistungsbereich von  $3800 \text{ min}^{-1}$  bis  $7000 \text{ min}^{-1}$ . Ein Betriebspunkt, dessen Drehmoment über der Grenze der Lastmaschine liegt, kann in diesem Fall nicht gemessen werden.

Die Messungen der Betriebspunkte werden mit einer Messroutine automatisch bei jeder Drehzahl durchgeführt. Dabei erfolgen die Wirkungsgradmessungen immer bei einer mittleren Temperatur der Stator- und Rotorwicklungen von  $80^\circ\text{C} \pm 10^\circ\text{C}$ . Dementsprechend sind Temperaturkontrollen mit Heiz- und Kühlphasen in der Messroutine enthalten, um die mittlere Wicklungstemperatur auf die Zieltemperatur zu bringen. Die elektrische Leistung wird mit dem Leistungsmessgerät über die gemessenen Spannungen und Ströme erfasst, wobei je nach Grundfrequenz der Messsignale der Mittelwert aus mehreren Messdaten verwendet wird. So wird z. B. bei  $1000 \text{ min}^{-1}$  mit einer Datenaktualisierungsrate von 50 ms der erfasste Mittelwert aus 64 Messdaten gebildet. Außerdem sind alle eingangsseitigen Filter zur Unterdrückung des Messrauschens in Strom und Spannung deaktiviert, da nur Oberschwingungen gleicher Frequenz zu messbarer Wirkleistung führen können. Mithilfe der Drehmomentmesswelle und der zugehörigen Auswerteeinheit kann die mechanische Leistung ermittelt werden. Diese wird in das Leistungsmessgerät übertragen, sodass ein Wirkungsgrad direkt im Leistungsmessgerät berechnet werden kann.

Abbildung 6.14 zeigt die gemessenen Wirkungsgradkennfelder mit den markierten Isolinien. Aufgrund der oben genannten Hardware- und Softwareeinschränkungen am Prüfstand ist der Bereich der Kennfelder im Vergleich zur Simulation deutlich kleiner. Das maximale Drehmoment der HSM beträgt 529 Nm gegenüber 514 Nm bei der FSM. Der Spitzenwirkungsgrad beider Maschinen wird bei  $8000 \text{ min}^{-1}$  erreicht, wobei dieser bei der FSM 96,0 % und bei der HSM 96,2 % beträgt. Damit liegt der gemessene Spitzenwirkungsgrad bei der HSM um ca. 1,0 % und bei der FSM um ca. 1,1 % unter den Simulationswerten. Die geringeren Wirkungsgrade aus der Messung sind im Wesentlichen auf die von der Simulation abweichenden Randbedingungen und die in der Simulation getroffenen Vereinfachungen sowie fertigungs-, montage- und messtechnisch bedingte To-

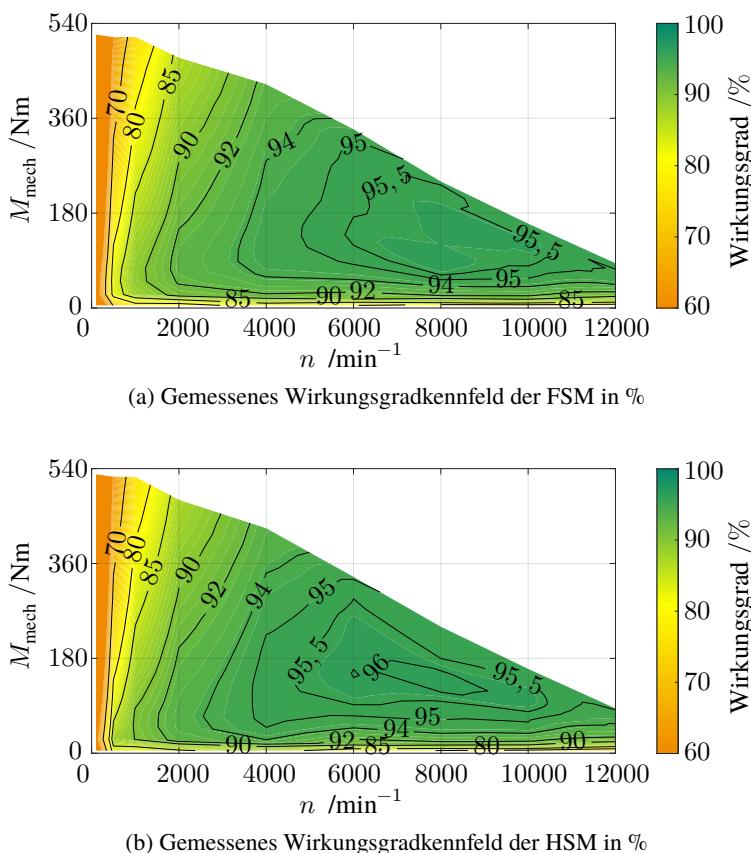


Abbildung 6.14: Gemessene Wirkungsgradkennfelder

leranzen zurückzuführen. Hierbei ist zunächst die reduzierte Spannungsgrenze ( $0,9 \cdot U_{ZK2}$ ) zu nennen, die zu einer ungünstigen Wahl der  $I_d$ - $I_q$ -Ströme im Feldschwächbetrieb und damit zu einer Wirkungsgradminderung führt. Zusätzlich erfolgt die Bestimmung der Kupferverluste bei den simulierten Wirkungsgraden nach dem ohmschen Gesetz, wobei der Widerstand der Wickelköpfe und der verwendete Füllfaktor leicht von den Prototypen abweichen und die frequenz-

abhängigen Anteile durch die Stromverdrängung nicht berücksichtigt werden. Schließlich können auch die bereits im Leerlauf- und Kurzschlussversuch nachgewiesenen Material- und Fertigungstoleranzen zu Wirkungsgradunterschieden führen. Die mittleren Wicklungstemperaturen während der Messungen können aufgrund der begrenzten Anzahl von Thermoelementen und der in der Messroutine verwendeten zulässigen Temperaturtoleranz von  $\pm 10^\circ\text{C}$  nur näherungsweise mit  $80^\circ\text{C}$  angenommen werden.

Zur Veranschaulichung der Wirkungsgradsteigerung durch die Hybriderregung ist in Abbildung 6.15 der Differenzkennfeld mit  $\eta_{\text{HSM}} - \eta_{\text{FSM}}$  dargestellt. So- mit hat die HSM im Bereich positiver Werte einen höheren Wirkungsgrad als die FSM. Grundsätzlich zeigt das aus der Messung ermittelte Differenzkennfeld ähnliche Isolinien, die aufgrund der Einsparung von Kupferverlusten senkrecht verlaufen, wie das aus der Simulation in Abbildung 4.18 (b). Durch den Einsatz des hybriderregten Rotors ist vor allem im unteren Drehzahlbereich eine deutliche Wirkungsgradsteigerung zu verzeichnen. Diese beträgt z. B. im Bereich des niedrigen und maximalen Drehmoments bis über einen Prozentpunkt, wobei der Wirkungsgrad bis  $5000\text{ min}^{-1}$  meist um mehr als 0,5 Prozentpunkte gesteigert werden kann. Die Wirkungsgradsteigerung nimmt jedoch mit steigender Drehzahl ab, sodass bei Drehzahlen über  $8000\text{ min}^{-1}$  die Wirkungsgrade der FSM und der HSM auf gleichem Niveau liegen. Da die HSM im Bereich des negativen Vorsteuerwinkels, wie in Abbildung 6.13 dargestellt, aufgrund der geänderten Schenkligkeit gegenüber der FSM ein geringeres Drehmoment auf-

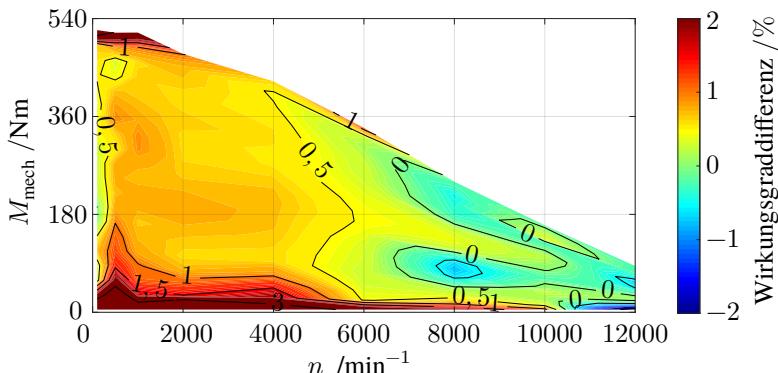


Abbildung 6.15: Differenzkennfeld aus der Messung:  $\eta_{\text{HSM}} - \eta_{\text{FSM}}$  in %

weist, ist auch der Wirkungsgrad bei hohen Drehzahlen teilweise geringfügig niedriger als bei der FSM. Dieser Bereich ist jedoch begrenzt und betrifft hauptsächlich den Betrieb an der Spannungsgrenze. Zusätzlich hat die HSM aufgrund der reduzierten Flussverkettung in Querrichtung (Abbildung 6.11) bei gleichem Betriebspunkt eine geringere Strangspannung, was die Verwendung günstigerer  $I_d$ - $I_q$ -Kombinationen ermöglicht und damit das geringere Drehmoment im Feldschwächbetrieb kompensiert. Durch die Darstellung der Wirkungsgradkennfelder und des daraus abgeleiteten Differenzkennfeldes wird die Wirkungsgradsteigerung durch den Einsatz der Hybriderregung bestätigt.

## 6.3 Validierung des thermischen Modells

Das in Abschnitt 3.4 beschriebene thermische Netzwerk wird in diesem Abschnitt durch thermische Messungen an der HSM validiert. Um den Einfluss unerwarteter Messungenauigkeiten im dynamischen Betrieb zu vermeiden, werden 15 Betriebspunkte mit unterschiedlichen Drehzahlen bis zum thermisch stationären Zustand gefahren und die Endtemperaturen für die Validierung herangezogen. Dabei gilt der stationäre Zustand als erreicht, wenn die Temperaturänderung in den letzten 30 min weniger als 0,5 K beträgt. Bei allen Messungen wird die Wasserkühlung mit einer Vorlauftemperatur von 25 °C und einem Volumenstrom von 7 L/min konstant gehalten. Die zusätzliche Luftkühlung wird abgeschaltet, da sie im thermischen Modell nicht berücksichtigt wird. Aufgrund der fehlenden Kühlung des Schleifringkörpers und der damit verbundenen Gefahr einer Überhitzung infolge erhöhter Reibungsverluste bei hohen Drehzahlen ist die Messung eines Betriebspunktes bis zur thermischen Beharrung auf dem Prüfstand nur bis  $8000 \text{ min}^{-1}$  möglich.

Für die Berechnung der Maschinentemperatur mithilfe des thermischen Modells werden die Verlustkomponenten der einzelnen Maschinenkörper benötigt. Eine Aufteilung der Einzelverluste aus den Gesamtverlusten ist messtechnisch jedoch nicht möglich. Sie werden daher zum Teil durch Simulationen und zum Teil durch Messungen bestimmt, wie in Abschnitt 6.2.2 beschrieben. Davor werden die Magnet- und Eisenverluste rein simulativ berechnet, wobei die Eisenverluste entsprechend dem thermischen Modell auf die einzelnen Maschinenkörper aufgeteilt werden. Die Bestimmung der Kupferverluste erfolgt über die in Abschnitt 6.2.2 ermittelten Wicklungswiderstände und die in den Messungen erfassten Ströme und Wicklungstemperaturen nach dem ohmschen Gesetz. Dabei können die Wickelkopfwiderstände durch Subtraktion der analytisch berechneten Wicklungswiderstände in den Stator- bzw. Rotornuten vom

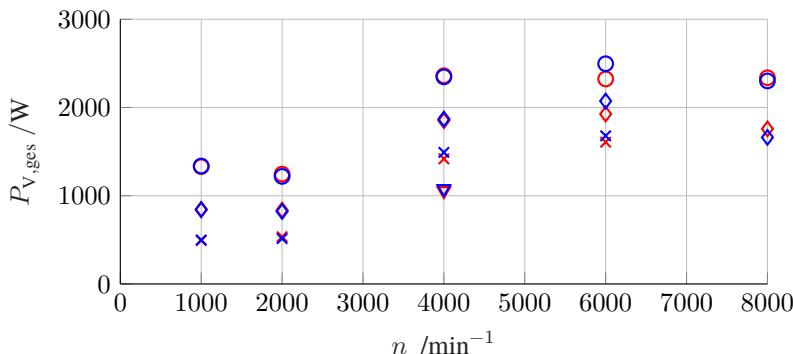


Abbildung 6.16: Vergleich der Gesamtverluste im thermischen Beharrungszustand aus Messung (blau) und Simulation (rot) bei 15 Betriebspunkten bis  $8000 \text{ min}^{-1}$ :  $\circ$ ,  $\diamond$ ,  $\times$ ,  $\nabla$  stellen verschiedene Betriebspunkte gleicher Drehzahl dar

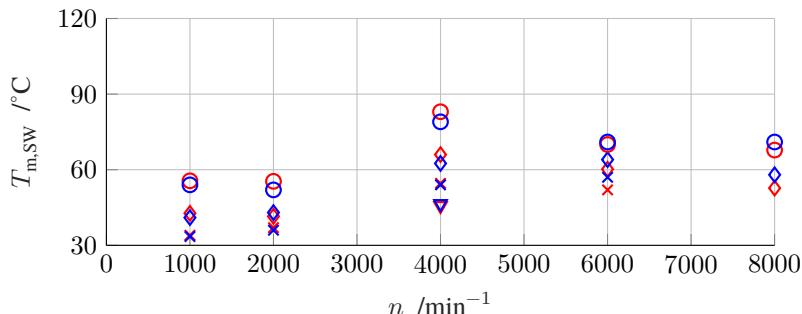
Gesamtwert berechnet werden, was eine Trennung der Kupferverluste ermöglicht. Schließlich werden die Reibungsverluste direkt aus dem in Abschnitt 6.2.2 dargestellten Messergebnis abgelesen.

Zur Plausibilisierung der ermittelten und für die Temperaturberechnung verwendeten Verluste werden die Verlustanteile aufsummiert und mit den gemessenen Gesamtverlusten verglichen, deren Ergebnisse in Abbildung 6.16 visualisiert sind. Die Gesamtverluste direkt aus den thermischen Messungen sind blau dargestellt, während die aufsummierten Verluste für die Temperatursimulation rot aufgetragen sind. Aufgrund des geringen Anteils frequenzabhängiger Verluste, wie z. B. Eisenverluste bei niedrigen Drehzahlen, ist eine sehr gute Übereinstimmung der beiden Verluste bis  $2000 \text{ min}^{-1}$  zu erkennen. Mit steigender Drehzahl zeigen die simulierten Verluste leichte Abweichungen zu den gemessenen Verlusten, was hauptsächlich auf die Simulationsgenauigkeit der Eisenverluste und die Vernachlässigung der frequenzabhängigen Kupferverluste zurückzuführen ist. Die größte absolute Abweichung der Gesamtverluste über alle gemessenen Betriebspunkte beträgt  $172 \text{ W}$  (Betriebspunkt  $\circ$  bei  $6000 \text{ min}^{-1}$ ), was einem prozentualen Anteil von  $6,9\%$  entspricht. Mit einer mittleren Abweichung über alle 15 Betriebspunkte von  $48,8 \text{ W}$  bzw.  $3,3\%$  ist die simulative Ermittlung der Verlustkomponenten für die Temperaturberechnung als realitätsnah einzustufen. Die mithilfe des thermischen Modells berechneten Temperaturen über alle 15

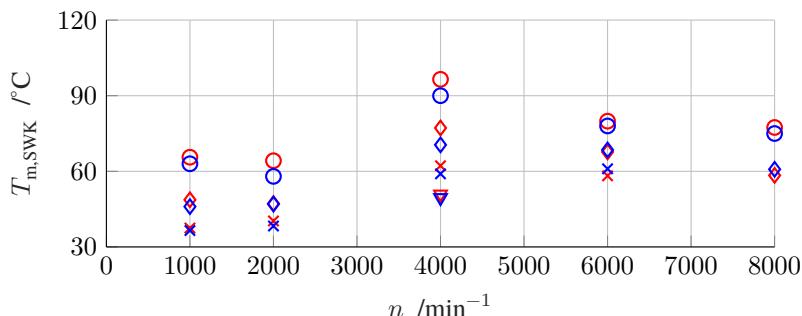
Betriebspunkte sind im direkten Vergleich mit den Werten aus den thermischen Messungen in Abbildung 6.17 dargestellt. Aufgrund der begrenzten Anzahl und Position der Thermoelemente, wie in Abschnitt 5.1.5 schematisch vorgestellt, werden zum Vergleich lediglich die Wicklungstemperaturen der Stator- und Rotorwicklung aufgetragen. Dabei werden die Temperaturen des Statorwickelkopfes  $T_{SWK}$  und des Wicklungsteils in den Statornuten  $T_{SW}$  getrennt aus den Messwerten gemittelt. Die mittlere Rotorwicklungstemperatur  $T_{RW}$  wird wie zuvor beschrieben aus dem Wicklungswiderstand unter Berücksichtigung des ermittelten Kontaktwiderstandes am Schleifring-Bürstenübergang berechnet.

Die Messergebnisse in Abbildung 6.17 zeigen, dass die Rotorwicklung aufgrund der indirekten Kühlung über den Luftspalt und den Stator die temperaturkritische Stelle der Maschine darstellt. Die Temperatur des Statorwickelkopfes ist höher als die Temperatur des Wicklungsteils in den Statornuten, da die Verluste des Wickelkopfes über das Statorblechpaket an den Wassermantel abgeführt werden müssen. Das auf der Geometrie und dem physikalischen Wärmeübergang basierende thermische Netzwerk ist in der Lage, dieses thermische Verhalten unter verschiedenen Betriebszuständen wiederzugeben, siehe Abbildung 6.17. Sowohl bei unterschiedlichen Drehzahlen als auch bei unterschiedlichen Verlustleistungen ist stets eine gute Übereinstimmung mit geringen Abweichungen zwischen berechneten und gemessenen Temperaturen festzulegen. Dies wird erreicht, indem die äquivalenten Wärmeleitfähigkeiten der Stator- und Rotorwicklung anhand von Messergebnissen unter Berücksichtigung aller gemessenen Betriebspunkte kalibriert werden. Dabei wird insbesondere eine gute Vorhersagegenauigkeit der Temperatur der Rotorwicklung angestrebt, da diese den leistungsbegrenzenden und für den Bauteilschutz entscheidenden Teil der Maschine darstellt. Die in Abbildung 6.17 dargestellten simulierten Temperaturen werden mit einer äquivalenten Wärmeleitfähigkeit der Statorwicklung von  $1,05 \text{ W}/(\text{m K})$  und der Rotorwicklung von  $2,0 \text{ W}/(\text{m K})$  berechnet.

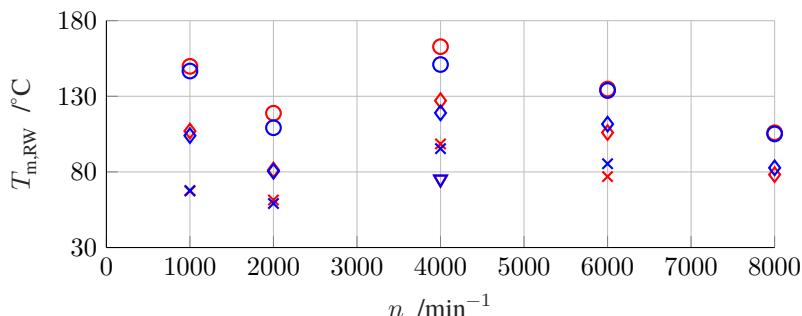
In Tabelle 6.2 sind die Abweichungen der einzelnen Wicklungsteile zusammengefasst. Die maximale prozentuale Abweichung über alle 15 Betriebspunkte beträgt für beide Wicklungen ca. 10 %, was einem Absolutwert von weniger als 7 K für die Statorwicklung und den Statorwickelkopf, sowie bis zu 11,8 K für die Rotorwicklung entspricht. Mit mittleren Abweichungen von weniger als 5 K für alle Wicklungsteile ist das vorgestellte thermische Netzwerk validiert.



(a) Mittlere Temperatur des Wicklungsteils in den Statornuten



(b) Mittlere Temperatur des Statorwickelkopfes



(c) Mittlere Temperatur der gesamten Rotorwicklung

Abbildung 6.17: Vergleich der stationären Wicklungstemperaturen aus der Messung (blau) und Simulation (rot) bei verschiedenen Betriebspunkten gleicher Drehzahl ( $\circlearrowleft$ ,  $\diamondsuit$ ,  $\times$ ,  $\nabla$ )

Tabelle 6.2: Absolute und prozentuale Abweichung der berechneten Wicklungstemperaturen von den gemessenen Werten

Art der Abweichung	$T_{m,SW}$	$T_{m,SWK}$	$T_{m,RW}$
maximale absolute Abweichung	5,3 K	6,7 K	11,8 K
maximale prozentuale Abweichung	9,1 %	10,7 %	10,0 %
mittlere absolute Abweichung	2,5 K	2,9 K	4,2 K
mittlere prozentuale Abweichung	4,5 %	4,7 %	4,1 %

# Kapitel 7

## Zusammenfassung, Ergebnisse und Fazit

Die vorliegende Arbeit stellt einen Beitrag zur Optimierung der FSM als Traktionsantrieb dar. Im Wesentlichen wird die Drehmoment- und Wirkungsgradsteigerung durch Hybriderregung untersucht. Dabei werden mechanische Optimierungen zur Erzielung einer hochdrehenden HSM und thermische Untersuchungen zur Steigerung der Dauerleistung dargestellt. Das Betriebsverhalten der multiphysikalisch ausgelegten HSM wird durch Prüfstandsversuche an einem aufgebauten Prototyp validiert.

Für die elektromagnetische Auslegung wird die Multizieloptimierung mit Surrogatmodellen eingeführt, die aus einem zuvor durchgeführten DOE trainiert werden. Dies stellt eine effiziente Methodik mit hoher Vorhersagegenauigkeit des Maschinenverhaltens dar, die eine anschließende Multizieloptimierung mit reduziertem Simulationsaufwand ermöglicht. Während die mittlere Abweichung der Vorhersage der Eisenverluste bei der dargestellten Rotoroptimierung bis zu 2,9 % beträgt, liegt sie für das maximale Drehmoment, die maximale mechanische Leistung und den Zykluswirkungsgrad unter 0,5 %. Zusätzlich kann durch die vorgestellte Methodik das Betriebsverhalten verschiedener physikalischer Domänen im Optimierungsprozess flexibel kombiniert werden. Die Berücksichtigung der mechanischen Festigkeit in der Multizieloptimierung führt zu praxisnahen Maschinengeometrien, da die Optimierung des elektromagnetischen und mechanischen Betriebsverhaltens meist mit gegenläufigen Geometrieveränderungen einhergeht. Dadurch werden aufwändige Co-Simulationen verschiedener Domänen überflüssig und die iterative Auslegungsprozesse vereinfacht.

Während die ausgelegte FSM infolge von Sinusfeldpolen und variabler Rotorerregung im Feldschwächbereich einen höheren Wirkungsgrad als die Referenz-PSM aufweist, ist der Wirkungsgrad im Grundlastbereich aufgrund der Kupferverluste in der Erregerwicklung und der geringeren Schenkligkeit niedriger. Durch gezielte Positionierung von zweigeteilten Magneten in den Polschuhen des Rotors, wodurch eine Hybriderregung entsteht, wird eine Drehmomenterhöhung verschiedener Sättigungszustände durch Kombination von erhöhter Rotorerregung und verbesserter Schenkligkeit erreicht. Hierbei zeigt sich eine Steigerung des Peakmoments um 5,6 % und der Peakleistung um 8,2 %. Die Drehmomenterhöhung führt entsprechend zu einer Wirkungsgradsteigerung, sodass eine Steigerung des Spitzenwirkungsgrads um 0,2 Prozentpunkte und eine Wirkungsgradsteigerung im überwiegenden Bereich des Kennfelds bis  $5000 \text{ min}^{-1}$  um mehr als 0,5 Prozentpunkte durch eine Beispielmaschine mit 10 % des Magnetvolumens der Referenzmaschine realisiert wird.

Als wichtiges Teilgebiet der Hybriderregung wird die magnetische Asymmetrie untersucht. Die Ausnutzung der magnetischen Asymmetrie wird allgemein diskutiert, wodurch das Wissen über ihren sinnvollen Einsatz erweitert wird. Durch die Aufteilung der einzelnen Drehmomentkomponenten wird der Einfluss von Sättigungseffekten veranschaulicht. Grundsätzlich ist die Anwendung der magnetischen Asymmetrie bei hochgesättigten Maschinen nicht praktikabel, da der optimale Asymmetriewinkel je nach Sättigungszustand variiert.

Die mechanische Festigkeit der ausgelegten HSM wird durch die in dieser Arbeit eingeführte Rotorkonstruktion optimiert. Der in bisherigen Untersuchungen häufig beobachtete eingeschränkte Drehzahlbereich der HSM wird damit deutlich erweitert. Die mechanische Spannung der festigkeitskritischen Bereiche wird durch Optimierung der Kerbgeometrien reduziert und die Verformung der Wickelköpfe durch Endkappen unterdrückt. Für die Prüfstandsanwendung wird durch die neuartige Rotorkonstruktion eine Umfangsgeschwindigkeit von bis zu ca. 110 m/s bei maximaler Betriebstemperatur ermöglicht. Bei einer geringen plastischen Verformung von 0,04 mm wird eine Drehzahl von  $15\,000 \text{ min}^{-1}$  erreicht, was einer Umfangsgeschwindigkeit von 122 m/s entspricht.

Ein analytisches thermisches Modell wird entwickelt, um die Temperaturen in verschiedenen Maschinenteilen genau und effizient berechnen zu können. Die Modellierungsansätze auf der Basis des T-ESBs werden für die einzelnen Maschinenteile detailliert erläutert, wobei der Modellierung der Wicklungen und des Luftpaltes besondere Aufmerksamkeit geschenkt wird. Zusätzlich wird erstmals eine Verbesserung des thermischen Verhaltens durch eine Anpassung der Betriebsstrategie untersucht, bei der eine ausgeglichene Verteilung der Stator- und Rotorverluste ausgenutzt wird. So wird das Dauermoment allein durch die

Hybridregung um bis zu ca. 10 % und mit zusätzlicher thermisch optimierter Betriebsstrategie um bis zu 82 % deutlich gesteigert. Analog dazu erhöht sich die Dauerleistung infolge der Hybridregung um 4,5 % und lässt sich durch die angepasste Betriebsstrategie um weitere 4,7 % verbessern. Diese Methode bietet die Möglichkeit, das thermische Verhalten zu verbessern, ohne dass eine Änderung der Hardware notwendig ist. Sowohl die vorgestellte Modellierung des thermischen Netzwerkes als auch die Methodik zur Verbesserung des thermischen Verhaltens durch eine angepasste Betriebsstrategie können auf andere FSMs und HSMs ähnlicher Bauart übertragen werden.

In dieser Arbeit werden sehr wenige Magnete im Rotor einer FSM eingesetzt. Das Betriebsverhalten unterschiedlicher Anteile der Permanenterregung an der Gesamterregung sowie die entsprechende geometrische Umsetzung stellen weitere Forschungsmöglichkeiten dar. Der Polschuhbereich könnte prinzipiell dicker ausgeführt werden, wodurch die Wicklungsfläche und der Anteil der elektrischen Erregung verringert würden. Der größere Polschuh ermöglicht den Einsatz größerer Magnete und damit einen höheren Anteil an Permanenterregung. Dadurch könnte hypothetisch eine HSM mit beliebigem Verhältnis zwischen permanenter und elektrischer Erregung realisiert werden. Darüber hinaus kann zur weiteren Optimierung der Maschinen das mit dem aufgebauten Modell ermittelte thermische Betriebsverhalten als Zielgröße in der in Abschnitt 3.3 vorgestellten Multizieloptimierung verwendet werden, um eine multiphysikalische Optimierung unter gleichzeitiger Berücksichtigung des elektromagnetischen, mechanischen und thermischen Verhaltens der Maschinen zu ermöglichen.

## Fazit

Durch die in dieser Arbeit vorgestellten Untersuchungen stellt sich der hybride Rotor als bewährte Optimierungsmaßnahme zur Drehmoment- und Wirkungsgradsteigerung einer FSM dar. Angesichts der geringen Einsatzmenge an Permanentmagneten bleiben die technischen und ökologischen Vorteile einer FSM gegenüber einer PSM, wie z. B. die steuerbare Rotorerregung und die nachhaltigere Produktion, erhalten. Die Wirkungsgradsteigerung ist durch die vorliegende Arbeit nicht sättigungsbedingt auf einen bestimmten Betriebszustand beschränkt und bei entsprechender Auslegung ist die HSM durchaus als Hochdrehzahlantrieb geeignet. Die in dieser Arbeit vorgestellten Untersuchungen und Ergebnisse hinsichtlich der Optimierung des elektromagnetischen, mechanischen und thermischen Verhaltens tragen dazu bei, den derzeitigen Entwicklungsstand und die weitere Verbreitung der FSMs sowie der HSMs für die Elektromobilität voranzutreiben.



# Kapitel A

# Appendix

## A.1 Arbeitsgerade der Permanentmagneten

Unter der Annahme einer unendlichen relativen Permeabilität der Elektrobleche ohne Berücksichtigung der Sättigung kann für den in Abbildung A.1(a) dargestellten magnetischen Kreis einer PSM das Durchflutungsgesetz nach Gleichung (A.1) aufgestellt werden.

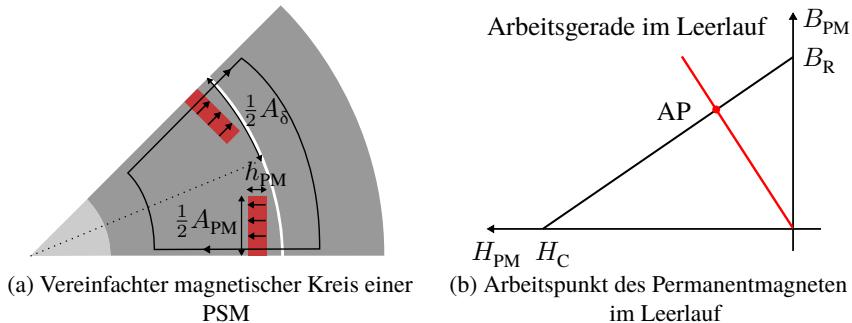


Abbildung A.1: Luftspaltflussdichte in einer PSM

$$2H_{PM}h_{PM} + 2H_\delta\delta = \Theta = 0 \quad (\text{A.1})$$

Da der Permanentmagnet eine relative Permeabilität  $\mu_r \approx 1$  wie Luft hat, fällt die magnetische Spannung im Magneten  $2H_{\text{PM}}h_{\text{PM}}$  und im Luftspalt  $2H_\delta\delta$  ab, während die eingeschlossene Durchflutung  $\Theta$  gleich Null ist. Der Zusammenhang zwischen der Flussdichte im Luftspalt  $B_\delta$  und der Feldstärke im Magneten  $H_{\text{PM}}$  in Gleichung (A.3) ergibt sich durch Einsetzen von Gleichung (A.2) in Gleichung (A.1).

$$B_\delta = \mu_0 H_\delta \quad (\text{A.2})$$

$$B_\delta = -\mu_0 \frac{h_{\text{PM}}}{\delta} H_{\text{PM}} \quad (\text{A.3})$$

Der Arbeitspunkt der Magnete liegt somit im zweiten Quadranten der Hysteresekurve mit  $H_{\text{PM}} < 0$ . Unter Vernachlässigung des Streuflusses ergibt sich die Kontinuitätsbedingung nach Gleichung (A.4), die besagt, dass der von den Permanentmagneten erzeugte magnetische Fluss gleich dem magnetischen Fluss über den Luftspalt ist. Dabei ist  $A_\delta$  die Luftspaltoberfläche und  $A_{\text{PM}}$  die Magnetoberfläche, wie in Abbildung A.1 (a) dargestellt.

$$B_\delta A_\delta = B_{\text{PM}} A_{\text{PM}} \quad (\text{A.4})$$

Wird die Luftspaltflussdichte  $B_\delta$  aus Gleichung (A.4) in Gleichung (A.3) eingesetzt, kann aus den Geometrieparametern die Arbeitsgerade der Permanentmagnete bestimmt werden:

$$B_{\text{PM}} = -\mu_0 \frac{A_\delta}{A_{\text{PM}}} \frac{h_{\text{PM}}}{\delta} H_{\text{PM}} \quad (\text{A.5})$$

Gleichung (A.5) stellt eine Gerade im zweiten Quadranten der Hysteresekurve dar, deren Schnittpunkt mit der Hysteresekurve dem Arbeitspunkt der Permanentmagnete im Leerlauf entspricht, siehe Abbildung A.1 (b).

## A.2 Thermisches Modell

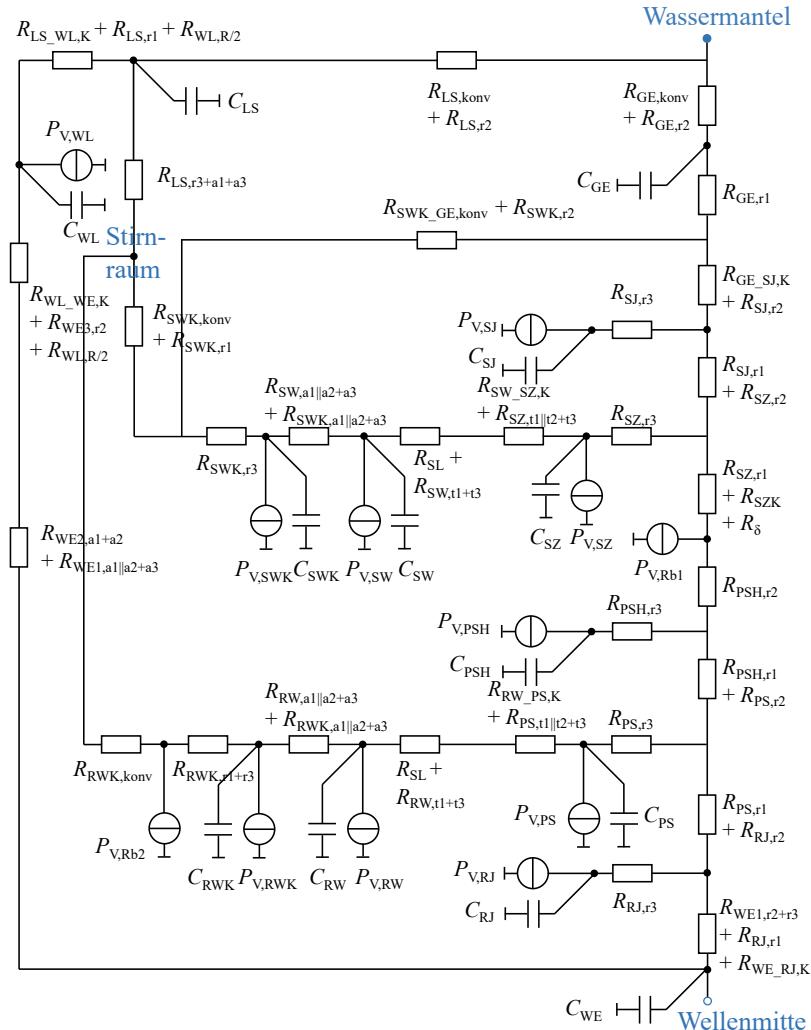


Abbildung A.2: Gesamtes thermisches Modell

## A.3 Modellierung der Wicklungsfläche für die Festigkeitssimulation

Eine Schwierigkeit beim Modellaufbau ist die Modellierung der Wicklung, da es sich um ein Volumen aus Kupferdrähten und Epoxidharz handelt, also um eine Faser-Matrix-Mischung. Die Eigenschaften der gemischten Materialien sind unbekannt und weisen eine Anisotropie auf. Aufgrund des deutlich erhöhten Modellierungsaufwands und der verlängerten Simulationszeit ist es nicht wünschenswert, jeden einzelnen Draht der Rotorwicklung in der mechanischen Simulation separat zu modellieren und zu vernetzen. Die in [97] beschriebenen Ansätze zur Bestimmung der mechanischen Eigenschaften des homogenisierten Faser-Matrix-Gemisches wird im Folgenden angewendet.

Die Dichte der homogenisierten Wicklung  $\rho_{\text{wick}}$  wird nach Gleichung (A.6) bestimmt, wobei  $\rho_F$  und  $\rho_M$  die Dichten des Faser- bzw. Matrixmaterials sind. Der Volumenanteil der Kupferdrähte  $\varphi$  wird nach [14] mit 60 % angenommen. Dabei werden die Lufteinschlüsse vernachlässigt.

$$\rho_{\text{wick}} = \rho_F \cdot \varphi + \rho_M \cdot (1 - \varphi) \quad (\text{A.6})$$

Der Elastizitätsmodul des homogenisierten Materials ist in Längs- und Querrichtung getrennt zu bestimmen. In Längsrichtung werden die Kupferdrähte und das Epoxidharz parallel belastet. Durch Aufstellung des elasto-statischen Gleichungssystems kann der Längs-Elastizitätsmodul  $E_{\parallel}$  nach Gleichung (A.7) berechnet werden, wobei  $E_{F\parallel}$  der E-Modul des Kupferdrahtes in Längsrichtung und  $E_M$  der E-Modul des Harzes ist. Die E-Module der Einzelkomponenten addieren sich entsprechend dem Faservolumenanteil  $\varphi$ , wie bei den Federraten parallel geschalteter Federn.

$$E_{\parallel} = E_{F\parallel} \cdot \varphi + E_M \cdot (1 - \varphi) \quad (\text{A.7})$$

Für den Quer-Elastizitätsmodul  $E_{\perp}$  wird eine semi-empirische Gleichung nach Puck [98] verwendet, siehe Gleichung (A.8). Durch den zusätzlichen Korrekturfaktor wird der analytische Ansatz, der von einem vereinfachten Scheibchenmodell abgeleitet ist, an experimentelle Ergebnisse angepasst, die realistische Faseranordnungen, Fehlstellen, Querkontraktionsbehinderungen usw. enthalten

[97]. In Gleichung (A.8) entspricht  $\nu_M$  der Querkontraktionszahl des Harzes.  $E_{F\perp}$  ist der E-Modul des Kupferdrahtes in Querrichtung.

$$E_\perp = \frac{E_M}{1 - \nu_M^2} \cdot \frac{1 + 0,85 \cdot \varphi^2}{(1 - \varphi)^{1,25} + \frac{E_M}{(1 - \nu_M^2) \cdot E_{F\perp}} \cdot \varphi} \quad (\text{A.8})$$

Analog zum Elastizitätsmodul in Querrichtung  $E_\perp$  kann der Quer-Längs-Schubmodul bestimmt werden [97]. Zur Anpassung des theoretischen Ansatzes an die Versuchsergebnisse wird die semi-empirische Näherungsgleichung nach Förster [99] verwendet:

$$G_{\perp\parallel} = G_M \cdot \frac{1 + 0,4 \cdot \varphi^{0,5}}{(1 - \varphi)^{1,45} + \frac{G_M}{G_{F\perp\parallel} \cdot \varphi}} \quad (\text{A.9})$$

Anschließend sind die Querkontraktionszahlen zu bestimmen. Eine Spannung  $\sigma_\parallel$  in Faserrichtung bewirkt eine Dehnung  $\varepsilon_\perp$  quer zur Faserrichtung. Die zugehörige Querkontraktionszahl wird mit  $\nu_{\perp\parallel}$  bezeichnet und ist definiert als  $\nu_{\perp\parallel} = -\frac{\varepsilon_\perp}{\varepsilon_\parallel}$ . Auf die gleiche Weise werden auch  $\nu_{\parallel\perp}$  und  $\nu_{\perp\perp}$  definiert. Die Querkontraktionszahlen werden nach Gleichungen (A.10) bis (A.12) bestimmt [97].

$$\nu_{\perp\parallel} = \nu_{F\perp\parallel} \cdot \varphi + \nu_M \cdot (1 - \varphi) \quad (\text{A.10})$$

$$\nu_{\parallel\perp} = \frac{E_\perp}{E_\parallel} \cdot \nu_{\perp\parallel} \quad (\text{A.11})$$

$$\nu_{\perp\perp} = \nu_{F\perp\perp} \cdot \varphi + \nu_M \cdot \left[ \frac{(1 + \nu_M - \nu_{\perp\parallel} \cdot \frac{E_M}{E_\parallel})}{(1 - \nu_M^2 + \nu_M \cdot \nu_{\perp\parallel} \cdot \frac{E_M}{E_\parallel})} \right] \cdot (1 - \varphi) \quad (\text{A.12})$$

Der Quer-Quer-Schubmodul  $G_{\perp\perp}$  wird nach Gleichung (A.13) berechnet. Dies erfolgt aus dem für Isotropie bekannten Zusammenhang zwischen Elastizitätsmodul  $E_\perp$ , Querkontraktionszahl  $\nu_{\perp\perp}$  und Schubmodul.

$$G_{\perp\perp} = \frac{E_\perp}{2 \cdot (1 + \nu_{\perp\perp})} \quad (\text{A.13})$$

Abschließend sind die thermischen Ausdehnungskoeffizienten der homogenisierten Wicklungen zu bestimmen. Der Ausdehnungskoeffizient in Faserrichtung  $\alpha_\parallel$  wird durch Aufstellen des gekoppelten Gleichungssystems, bestehend aus

Gleichgewichtsbeziehungen, Geometriebeziehungen und Elastizitätsgesetzen, ermittelt [97]. Dabei ist  $\alpha_M$  der thermische Ausdehnungskoeffizient des Harzes und  $\alpha_{F\parallel}$  der Ausdehnungskoeffizient der Faser in Längsrichtung. Der thermische Ausdehnungskoeffizient in Querrichtung  $\alpha_\perp$  ergibt sich bei Vernachlässigung der Dehnungsbehinderung näherungsweise aus der Mischungsregel nach Gleichung (A.15). Alternativ kann die mikromechanische Bestimmungsgleichung nach Schneider [97, 100, 101] implementiert werden, die die Realität genauer abbildet.

$$\alpha_\parallel = \frac{\alpha_M \cdot E_M \cdot (1 - \varphi) + \alpha_{F\parallel} \cdot E_{F\parallel} \cdot \varphi}{E_M \cdot (1 - \varphi) + E_{F\parallel} \cdot \varphi} \quad (\text{A.14})$$

$$\alpha_\perp = \varphi \cdot \alpha_{F\perp} + (1 - \varphi) \cdot \alpha_M \quad (\text{A.15})$$

Die Parameter für homogenisierte Rotorwicklungen sind nun definiert. Bei 2D-Festigkeitssimulationen wird die Anisotropie in axialer Richtung nicht berücksichtigt. Daher wird nur ein Teil der Parameter benötigt. Für die 3D-Simulationen werden alle ermittelten Parameter verwendet. Dabei sind die Eigenschaften der Kupferdrähte in Quer- und Längsrichtung isotrop. Die Ausdehnungskoeffizienten des Harzes und der Kupferdrähte werden für den betrachteten Temperaturbereich als konstant angenommen.

## A.4 Magneteigenschaften

Tabelle A.1: Eigenschaften des verwendeten Permanentmagneten

Eigenschaften:	Werte (Magnetisierungsrichtung):
Art des Magneten	Nd-Fe-B Magnet
Remanenz (20 °C) $B_r$	1,30 – 1,36 T
Koerzitivfeldstärke (20 °C) $ H_{cB} $	≥ 979 kA/m
Koerzitivfeldstärke (20 °C) $ H_{cJ} $	≥ 2467 kA/m
Relative Permeabilität	1,05
Temperaturkoeffizient von $B_r$	-0,10 %/K
Temperaturkoeffizient von $H_{cJ}$	-0,42 %/K
Thermischer Ausdehnungskoeffizient	$6,8 \cdot 10^{-6}$
Spezifischer elektrischer Widerstand	$1,4 \cdot 10^{-6} \Omega \text{m}$

## A.5 Betriebspunkte für die Validierung des thermischen Modells

Die zur Validierung des thermischen Modells verwendeten 15 stationären Betriebspunkte sind in Tabelle A.2 aufgeführt.

Tabelle A.2: Die 15 stationären Betriebspunkte zur Validierung des thermischen Modells

Drehzahl in $\text{min}^{-1}$	$M_1$ in Nm	$M_2$ in Nm	$M_3$ in Nm	$M_4$ in Nm
1000	54	79	107	
2000	48	72	97	
4000	64	86	108	129
6000	69	85	102	
8000	49	73		



# Symbolverzeichnis

## Abkürzungen

AFE	Active Front End
APDL	Ansys Parametric Design Language
ASM	Asynchronmaschine
BEV	Battery Electric Vehicle
CFD	Computational Fluid Dynamics
DMW	Drehmomentmesswelle
DOE	Design of Experiments
EDU	Electric Drive Unit
ESB	Ersatzschaltbild
ETI	Elektrotechnisches Institut
EU	Europäische Union
FEM	Finite-Elemente-Methode
FFD	Full Factorial Design
FFT	Fast Fourier Transformation
FSM	fremderregte Synchronmaschine
GFK	glasfaserverstärkter Kunststoff
GPR	Gauß-Prozess-Regression
HSM	hybriderregte Synchronmaschine
IEA	Internationale Energieagentur
LHS	Latin Hypercube Sampling
LUT	Lookup-Tabelle
MAE	Mean Absolute Error
MSM	Multi-Slice-Methode
MTPA	Maximum Torque per Ampere

MTPV	Maximum Torque per Volt
MZO	Multizieloptimierung
NdFeB	Neodynam-Eisen-Bor
PHEV	Plug-in Hybrid Electric Vehicle
PSM	permanenterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
SSB1	Strom- und Spannungsbegrenzung bei voller Erregung
SSB2	Strom- und Spannungsbegrenzung bei Teilerregung
SUV	Sport Utility Vehicle
T-ESB	T-Ersatzschaltbild
TSS	Tiefsetzsteller
WAPE	Weighted Average Percentage Error
WLTP	Worldwide Harmonised Light-Duty Vehicles Test Procedure

## Symbole

### Griechische Formelzeichen

$\alpha$	Temperaturkoeffizient
$\alpha$	Winkel der Schrägung (elektrisch) zwischen zwei benachbarten Rotorscheiben
$\alpha_a$	Polbedeckungsfaktor
$\alpha_z$	Zylindersegment
$\alpha$	Wärmeübergangskoeffizient
$\alpha$	Ausdehnungskoeffizient
$\alpha$	$\alpha$ -Achse
$\beta$	Winkelversatz zwischen d-Achse und Reluktanzachse
$\beta$	$\beta$ -Achse
$\delta$	Luftspaltweite
$\eta$	Wirkungsgrad
$\gamma$	Winkelversatz zwischen d-Achse und $\alpha$ -Achse
$\gamma$	Vorsteuerwinkel
$\gamma$	Intermittenzfaktor
$\Lambda$	thermischer Leitwert
$\lambda$	Wärmeleitfähigkeit
$\mu_0$	magnetische Permeabilität des Vakuums

---

$\mu_r$	relative Permeabilität
$\mu_B$	Reibungskoeffizient der Bürste
$\nu$	Ordnungszahl der Harmonischen
$\nu$	Querkontraktionszahl
$\nu$	kinematische Viskosität
$\omega$	Winkelgeschwindigkeit
$\varphi$	Volumenanteil des Fasermaterials
$\varphi$	Phasenverschiebungswinkel (elektrisch)
$\Psi$	magnetische Flussverkettung
$\rho$	Dichte
$\rho$	spezifischer Widerstand
$\sigma$	Fehler/Abweichung
$\tau_a$	geometrische Hilfsgröße
$\tau_p$	Polteilung
$\Theta$	elektrische Durchflutung
$\vartheta$	Temperatur
$\xi$	Wicklungsfaktor
$\zeta, \zeta^{-1}$	Schenkligkeit

### Lateinische Formelzeichen

$A$	Fläche, Querschnittsfläche
$B$	magnetische Flussdichte
$b$	Breite
$C$	Wärmekapazität
$C_1, C_2$	Konstante
$c$	spezifische Wärmekapazität
$d$	Drahtdurchmesser
$D$	Durchmesser
$d_h$	hydraulischer Durchmesser
$E$	Elastizitätsmodul
$f_0$	Eigenfrequenz
$f$	Frequenz
$Fg$	Formfaktor
$G$	Schubmodul
$H$	magnetische Feldstärke
$h$	Höhe

$H_C$	Koerzitivfeldstärke
$I$	Strom (zeitunabhängig)
$i$	Getriebeübersetzung
$i$	Strom (zeitabhängig)
$J$	Stromdichte
$k_{Rb}$	Koeffizient der Reibungsverluste
$k$	Füllfaktor
$k$	Stapelfaktor
$k$	Koeffizient der Eisenverluste
$L$	charakteristische Länge
$L$	Induktivität
$l$	Länge
$l_0$	Abstand zur Achsenmitte
$m$	Anzahl der Stränge
$M$	Drehmoment
$n$	Drehzahl
$\text{Nu}$	Nußelt-Zahl
$P$	Leistung
$p$	Druck
$p$	Polpaarzahl
$\text{Pr}$	Prandtl-Zahl
$Q$	Volumenstrom
$\dot{Q}$	Wärmestrom
$\dot{q}_s$	volumetrische Verlustdichte
$B_R$	Remanenz
$R$	thermischer Widerstand
$R$	elektrischer Widerstand
$r_1$	Innenradius eines Hohlzylinders
$r_2$	Außenradius eines Hohlzylinders
$r$	Radius
$\text{Re}$	Reynolds-Zahl
$T$	Transformationsmatrix
$T$	Temperatur
$t$	Zeit
$\text{Ta}_m$	modifizierte Taylor-Zahl
$U$	Umfang
$U$	Spannung (zeitunabhängig)

---

$u$	Spannung (zeitabhängig)
$U_p$	Polradspannung
$v$	Umfangsgeschwindigkeit
$w$	Strömungsgeschwindigkeit
$w$	Windungszahl
$X$	Reaktanz
$x$	Eingangsvariable bei DOE
$y$	Ausgangsvariable bei DOE

**Indizes**

axial	axial
a	außen
20	20 °C
2	rotorbezogener Wert
$\infty$	Drehzahl unendlich
$\parallel$	Längsrichtung, parallel
$\perp$	Querrichtung, senkrecht
abs	absolut
äqv	äquivalent
B	Bürste
Cu	Kupfer
$\delta$	Luftspalt
d	d-Achse
DC	Gleichstromkreis, Zwischenkreis
dq, qd	Kreuzkopplung zwischen d-Achse und q-Achse
E	elektrischer Anteil
E	Erregersystem
eck	Eckpunkt der Maximalgrenzkennlinie
el	elektrisch
Exc	Excess
F	Faser
Fe	Eisen
FP	gefrorene Permeabilität
GE	Gehäuse
ges	gesamt
h	hoch

h	Hauptanteil
Hy	Hysterese
i	innen
i	induziert
imp	Imprägnierung
I  U	Strom und Spannung in Phase
K	Kontakt
K	Kurzschluss
kon	konstanter Luftspalt
konv	konvektiver Wärmeübergang
kop	Koppelanteil
L	laminare Strömung
L	Induktivität
lam	laminar
LS	Lagerschild
lt	Lufttasche
M	Matrix, Substrat
m	mittel, Mittelwert
max	Maximalwert
mech	mechanisch
n	niedrig
opt	optimal
PM	Permanentmagnet
proz	prozentual
PS	Polschaft
PSH	Polschuh
q	q-Achse
R	Rotor
r	radial
Rb	Reibung
rel	Reluktanz
rot	rotierend
RW	Rotorwicklung
S1	Dauerbetrieb
S	Stator
S	Stranggröße, z. B. Strom und Spannung
$\sigma$	Streuanteil

---

sin	Sinusfeldpole
SJ	Statorjoch
SL	Isolierpapier
SW	Statorwicklung
SWK	Statorwickelkopf
syn	synchron
SZ	Statorzahn
SZK	Statorzahnkopf
T	turbulente Strömung
t	tangential
tur	turbulent
Ü	Übergangsbereich
U, V, W	Strang des Drehstromsystems
V	Verlust
wick	Wicklung
WE	Welle
Wi	Wirbelstrom
Wk	Wickelkopf
WL	Wälzlager
x, y, z	Raumrichtung
ZK	Zwischenkreis

### Schreibweisen

$\bar{X}$	Mittelwert
$\hat{X}$	Amplitudenwert
$\boldsymbol{X}$	Vektor/Matrix
$X'$	auf Statorwicklung umgerechnet
$\underline{X}$	komplexe Größe



# Abbildungsverzeichnis

2.1	Transformation der dreisträngigen Drehstromwicklungen (U, V, W) in das statorfeste ( $\alpha$ , $\beta$ ) und rotorfeste (d, q) zweisträngige Koordinatensystem . . . . .	8
2.2	Optimale Regelstrategie einer PSM an der Maximalgrenzkennlinie: Maximaler Stromkreis (—), Spannungsellipse (---), Hyperbeln des konstanten Drehmoments (=====), SSB1-Trajektorie (—, Strom- und Spannungsbegrenzung bei voller Erregung), MTPV-Trajektorie (—, Maximum Torque per Volt), MTPA-Punkt (●, Maximum Torque per Ampere), Ellipsenmittelpunkt (●) . . . . .	14
2.3	Optimale Regelstrategie einer FSM an der Maximalgrenzkennlinie: Maximaler Stromkreis (—), Spannungsellipse (---), Hyperbeln des konstanten Drehmoments (=====), SSB1-Trajektorie (—), SSB2-Trajektorie (—, Strom- und Spannungsbegrenzung bei Teilerregung), MTPV-Trajektorie (—), MTPA-Punkt (●), Ellipsenmittelpunkt (●) . . . . .	17
2.4	Zeigerdiagramm für die Grenzwerte des SSB1-Betriebs: Maximaler Strom- bzw. Spannungskreis (---), Stromtrajektorie des SSB1-Betriebs (—), Spannungskomponenten (—), Stromzeiger (—) und Spannungszeiger (—) . . . . .	19
3.1	Überblick der Toolkette: Von FEM zu Wirkungsgradkennfeldern	26
3.2	Vereinfachte Darstellung der zu simulierenden Stützstellen . . . . .	27
3.3	Gemessene und nach Bertotti-Modell berechnete Eisenverluste . . . . .	28
3.4	Darstellung eines um eine Nutteilung geschrägten Rotors mit der MSM: Drehmomentverläufe der Einzelscheibe in Schwarz/Grau, gemittelt in Rot . . . . .	31

3.5	Vereinfachter magnetischer Kreis einer FSM . . . . .	33
3.6	Ablauf der Multizieloptimierung mit trainierten Modellen . . . . .	38
3.7	Ausschnitt des Rotors und zu optimierende Geometrieparameter	39
3.8	Zielgrößen (links) und prozentuale Abweichungen (rechts, blaues Sternchen): FEM- (blauer Kreis) und prädizierte Größen (rot) mit 95 % Konfidenzintervall (grau) . . . . .	43
3.9	Von-Mises-Spannungen (links) und prozentuale (rechts, blaues Sternchen) Abweichungen: FEM- (blauer Kreis) und prädizierte Größe (rot) mit 95 % Konfidenzintervall (grau) . . . . .	46
3.10	Pareto-Front der Multizieloptimierung unter Berücksichtigung der mechanischen Festigkeit . . . . .	48
3.11	Pareto-Front aus der Sicht verschiedener Zielgrößenpaare . . . . .	49
3.12	Zweite Multizieloptimierung ohne Einschränkung der mechanischen Festigkeit . . . . .	50
3.13	Optimierte Maschine mit höchster mechanischer Leistung . . . . .	51
3.14	Eindimensionale Wärmeleitung im quaderförmigen Körper . . . . .	54
3.15	Dreidimensionale Wärmeleitung im quaderförmigen Körper . . . . .	57
3.16	Aufteilung der FSM in Einzelteile . . . . .	58
3.17	Beispiel der Statorwicklung in einer Nut . . . . .	61
3.18	Modellierung der Wicklung als Schichtmodell . . . . .	62
3.19	Modellierung der Statorwicklung . . . . .	63
3.20	Modellierung der Rotorwicklung . . . . .	63
3.21	Untersuchung des Kontaktwiderstands . . . . .	65
3.22	Wärmeübergang im Bereich des Luftspaltes . . . . .	67
4.1	Querschnitt der ausgelegten FSM und deren Maximalgrenzkennlinien . . . . .	73
4.2	Vergleich der Luftspaltflussdichten im Leerlauf bei maximaler Rotorerregung: PSM mit V-förmiger Magnetenordnung (grün), FSM mit konstantem Luftspalt (rot) und FSM mit Sinusfeldpolen (blau) . . . . .	74
4.3	Vergleich der Drehmomentverläufe der drei Maschinen . . . . .	75
4.4	Luftspaltflussdichten der Rechteck- und Sinusfeldpole . . . . .	76
4.5	Drehmomentkomponente bei verschiedenen Sättigungszuständen: Drehmoment direkt aus FEM $M_{\text{ges},\text{FEM}}$ (*), Summe der über die eingefrorene Permeabilität bestimmten Drehmomentkomponenten $M_{\text{ges},\text{FP}}$ (—), Synchronmoment $M_{\text{syn},\text{FP}}$ (—), Reluktanzmoment $M_{\text{rel},\text{FP}}$ (—), Koppelanteile $M_{\text{kop},\text{FP}}$ (—) . . . . .	79

4.6 Rotorerregung und Schenkligkeit der FSM bei verschiedenen Sättigungszuständen: geringe Sättigung mit $J_S = 5,3 \text{ A/mm}^2$ , $J_R = 2,8 \text{ A/mm}^2$ (—, - - -); erhöhte Sättigung mit $J_S = 17,5 \text{ A/mm}^2$ , $J_R = 8,3 \text{ A/mm}^2$ (—, - · -) . . . . .	80
4.7 Wirkungsgradkennfelder der FSM . . . . .	82
4.8 Verschiedene Rotortopologien aus der Literatur . . . . .	84
4.9 Drehmomenterhöhung durch Hybriderregung mit magnetischer Asymmetrie nach Winzer [14] . . . . .	85
4.10 Darstellung des q- und d-Flusses . . . . .	87
4.11 FSM mit Lufttaschen unterschiedlicher Abstände in den Polschuhen und deren Rotorerregung bei $J_S = 5,3 \text{ A/mm}^2$ , $J_R = 2,8 \text{ A/mm}^2$ . . . . .	88
4.12 HSM mit unterschiedlicher Magnetisierung der Permanentmagnete . . . . .	89
4.13 Verläufe der Drehmomentkomponenten mit willkürlich gewählten Amplituden für beide Varianten: $M_{\text{syn,E}}$ (—), $M_{\text{syn,PM}}$ (—), $M_{\text{rel}}$ (—), $M_{\text{syn,ges}}$ (—) = $M_{\text{syn,E}} + M_{\text{syn,PM}}$ , $M_{\text{ges}}$ (—) = $M_{\text{syn,ges}} + M_{\text{rel}}$ . . . . .	91
4.14 Drehmomentverlauf bei optimaler Magnetisierung: $M_{\text{syn,E}}$ (—), $M_{\text{syn,PM}}$ (—), $M_{\text{rel}}$ (—), $M_{\text{syn,E}} + M_{\text{rel}}$ (—), $M_{\text{ges}}$ (—) = $M_{\text{syn,E}} + M_{\text{syn,PM}} + M_{\text{rel}}$ . . . . .	92
4.15 HSM mit optimaler Magnetisierung der Permanentmagnete . . . . .	94
4.16 Rotorerregung und Schenkligkeit: HSM bei geringer Sättigung mit $J_S = 5,3 \text{ A/mm}^2$ , $J_R = 2,8 \text{ A/mm}^2$ (—, - - -); HSM bei erhöhter Sättigung mit $J_S = 17,5 \text{ A/mm}^2$ , $J_R = 8,3 \text{ A/mm}^2$ (—, - · -); Verhalten der FSM nach Abbildung 4.6 (—) . . . . .	95
4.17 Drehmomentverläufe bei unterschiedlichen Stromdichten: FSM (—), HSM (—) . . . . .	96
4.18 Wirkungsgradkennfelder der HSM . . . . .	96
4.19 WLTP-Zyklus mit drei Getriebeübersetzungen $i$ . . . . .	97
4.20 Von-Mises-Spannung der HSM bei $16\,000 \text{ min}^{-1}$ mit $90^\circ$ kreisförmiger Rundung: lokale Spannungskonzentrationen an den Rundungsbereichen . . . . .	99
4.21 Verschiedene Kerbgeometrien: $90^\circ$ -Kreisbogen (—), $45^\circ$ -Kreisbogen (—), Ellipse (—), Zugdreieck (—), Traktrix (—) . . . . .	100
4.22 Von-Mises-Spannung von Maschinen mit optimierten elliptischen Kerbgeometrien . . . . .	101
4.23 3D-Simulation der Strukturmechanik in Ansys Workbench . . . . .	102

4.24 Mechanische Überbeanspruchung durch Verformung der Wickelköpfe und der Wicklungen bei $16\,000\text{ min}^{-1}$ und Raumtemperatur . . . . .	102
4.25 Rotorkonstruktion der hochdrehenden HSM . . . . .	103
4.26 Übermaß bei Raumtemperatur (—) und max. Betriebstemperatur (—) . . . . .	104
4.27 Von-Mises-Vergleichsspannung mit der neuen Rotorkonstruktion bei $16\,000\text{ min}^{-1}$ und Raumtemperatur . . . . .	105
4.28 Von-Mises-Spannung der HSM bei $n_{\max} = 14\,000\text{ min}^{-1}$ und maximaler Betriebstemperatur gemäß Tabelle 4.2 . . . . .	106
4.29 Von-Mises-Spannung der HSM bei $1,2 \cdot n_{\max} = 16\,800\text{ min}^{-1}$ und Temperatur gemäß Tabelle 4.2 . . . . .	107
4.30 Von-Mises-Spannung der FSM bei verschiedenen Drehzahlen und Temperaturen gemäß Tabelle 4.2 . . . . .	108
4.31 3D-Modell in Altair Flux 3D zur Simulation der Wirbelstromverluste in den Endkappen . . . . .	109
4.32 Magnetische Flussdichte in der Endkappe . . . . .	110
4.33 Vergleich der Dauergrenzkennlinien: FSM (—), HSM (—) . .	113
4.34 Hotspot-Temperatur der HSM: Stator- (—) und Rotorwicklung (—) . . . . .	114
4.35 Vergleich der Dauergrenzkennlinien: FSM bei wirkungsgradoptimalem Betrieb (—), HSM bei wirkungsgradoptimalem Betrieb (—), HSM mit maximiertem Dauerbetrieb (—) . . . . .	115
4.36 Vergleich des Dauerbetriebs (links) und des Wirkungsgrades (rechts): FSM bei wirkungsgradoptimalem Betrieb (—), HSM bei wirkungsgradoptimalem Betrieb (—), HSM mit maximiertem Dauerbetrieb (—) . . . . .	116
4.37 Wirkungsgraddifferenz zwischen dem wirkungsgradoptimalen und thermisch optimalen Betrieb entlang der in Abbildung 4.35 grün dargestellten Dauergrenzkennlinie . . . . .	117
 5.1 Längsschnitt durch die Prototypmaschine . . . . .	122
5.2 Kühlkonzept des Prototyps . . . . .	123
5.3 Maschinentemperaturen bei verschiedenen Lüftungsstrategien und $M = 200\text{ Nm}$ ; Mantelkühlung: $Q_{\text{Vorlauf}} = 8\text{ L/min}$ , $T_{\text{Vorlauf}} = 68\text{ }^{\circ}\text{C}$ . . . . .	124
5.4 Schleifring-Bürsten-System mit verschiedenen Bürstenhaltern .	126
5.5 Optimierte Drahtverteilung bei verschiedenen Drahtdurchmessern	128
5.6 Übersicht der Temperaturmessstellen . . . . .	129

5.7	Reales Ersatzschaltbild des Erregerkreises (links) und die Flussverkettungsverläufe $\Psi_{E,\text{Stator}}$ der offenen Erregerwicklung bei einer um eine Nutteilung geschrägter Maschine (rechts): Einzelscheibe in Schwarz/Grau, gemittelt in Rot . . . . .	131
5.8	Eigenschwingungen des Prototyps als Prüfstandsaufbau, Darstellung verschiedener Moden mit zugehörigen Eigenfrequenzen . . . . .	134
5.9	Bearbeitung und Zusammenbau: 1. Mit Magneten bestücktes Rotorblechpaket; 2. Auf Welle aufgeschrumpftes Blechpaket und Endscheiben; 3. Fertig bearbeiteter Rotor; 4. Geschrägtes Statorblechpaket; 5. Fertig bewickelter Stator; 6. Im Gehäuse montierter Stator . . . . .	135
5.10	Aufbau der vollständig montierten Prototypmaschine am Prüfstand	136
6.1	Grundaufbau des Schleuderversuchs und die verschiedenen Messstellen . . . . .	138
6.2	Vollständiger Schleuderprüfstand und Versuchsablauf . . . . .	138
6.3	Vergleich der Rotoraußenkontur in der Messebene 1 nach $15\,000\text{ min}^{-1}$ mit dem Ausgangszustand: Ausgangszustand (—), nach dem Schleuderversuch (—) . . . . .	139
6.4	Messergebnisse des Schleuderversuchs . . . . .	140
6.5	Prüfstandsaufbau mit Signalfluss in Rot . . . . .	141
6.6	Effektivwert der induzierten Strangspannung im Leerlaufversuch der hybriderregten Maschine . . . . .	143
6.7	Kurzschlussversuch der hybriderregten Maschine bis $12\,000\text{ min}^{-1}$ mit konstantem Erregerstrom $I_E = 15\text{ A}$ : Effektivwert des Kurzschlussstromes in einem Strang (links) und von der Drehmomentmesswelle gemessenes Kurzschlussmoment (rechts) . . . . .	144
6.8	Gemessene Reibungsverluste bei rein elektrisch erregter Maschine und analytischer Ansatz nach Gleichung (3.6) mit $k_{Rb} = 5$ (links); Bürstenreibung aus Messung und analytischer Berechnung nach Gleichung (3.7) mit $\mu_B = 0,23$ und $p_B = 29\text{ kPa}$ (rechts) . . . . .	145
6.9	Kontaktspannung über einer Bürste und einem Kontaktübergang bei verschiedenen Messströmen . . . . .	147
6.10	Eisenverluste der HSM im Leerlauf mit Erregerstrom $I_E = 15\text{ A}$	149
6.11	Gemessene Flusskennfelder von HSM (rot) und FSM (blau) bei zwei Erregerströmen . . . . .	150

6.12 Validierung der Drehmomenterhöhung des hybriderregten Rotors durch Messungen (HSM: ●; FSM: ●) und Vergleich mit den simulierten Verläufen (HSM: - - - ; FSM: —) bei einer Drehzahl von $1000 \text{ min}^{-1}$	151
6.13 Absolute Drehmomentkennfelder der HSM (links) und Differenzkennfelder (rechts) bei verschiedenen Erregerströmen und einer Drehzahl von $1000 \text{ min}^{-1}$	153
6.14 Gemessene Wirkungsgradkennfelder	156
6.15 Differenzkennfeld aus der Messung: $\eta_{\text{HSM}} - \eta_{\text{FSM}}$ in %	157
6.16 Vergleich der Gesamtverluste im thermischen Beharrungszustand aus Messung (blau) und Simulation (rot) bei 15 Betriebspunkten bis $8000 \text{ min}^{-1}$ : ○, ◇, ×, ∇ stellen verschiedene Betriebspunkte gleicher Drehzahl dar	159
6.17 Vergleich der stationären Wicklungstemperaturen aus der Messung (blau) und Simulation (rot) bei verschiedenen Betriebspunkten gleicher Drehzahl (○, ◇, ×, ∇)	161
A.1 Luftspaltflussdichte in einer PSM	167
A.2 Gesamtes thermisches Modell	169

# Tabellenverzeichnis

3.1	Randbedingungen für die Auslegung einer FSM . . . . .	37
3.2	GeometrievARIABLEN und ihre Grenzwerte für die Rotoroptimierung . . . . .	40
3.3	DOE der Rotoroptimierung . . . . .	41
3.4	Maximale ( $\sigma_{\max}$ ) und mittlere ( $\sigma_m$ ) Abweichung der trainierten Modelle . . . . .	44
3.5	Korrelationsmatrix zwischen Geometrieparametern und Zielgrößen . . . . .	44
3.6	Korrelation zwischen Geometrieparametern und Vergleichsspannungen . . . . .	47
4.1	WLTP-Wirkungsgrade nach Maschinen und $i$ . . . . .	97
4.2	Geschätzte maximale Betriebstemperaturen verschiedener Bauteile bei $n_{\max}$ und Temperaturen bei der Simulation des Schleuderversuchs mit $1, 2 \cdot n_{\max}$ . . . . .	106
4.3	Wirbelstromverluste in den Endkappen bei gewähltem Betriebspunkt . . . . .	111
6.1	Gemessene Widerstände bei einer Raumtemperatur von 20 °C . .	148
6.2	Absolute und prozentuale Abweichung der berechneten Wicklungstemperaturen von den gemessenen Werten . . . . .	162
A.1	Eigenschaften des verwendeten Permanentmagneten . . . . .	172
A.2	Die 15 stationären Betriebspunkte zur Validierung des thermischen Modells . . . . .	173



# Literaturverzeichnis

## Eigene Publikationen

- [E1] H. Lu, J. Deutsch und M. Doppelbauer, „Mechanical Design of a High-Speed Permanent Magnet Assisted Electrically Excited Synchronous Machine as Traction Motor“, in *2022 International Power Electronics Conference (IPEC-Himeji 2022-ECCE Asia)*, IEEE, 2022, S. 1528–1535.
- [E2] H. Lu und M. Doppelbauer, „Electrically excited synchronous machine with additional permanent magnets for traction application“, in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, IEEE, 2019, S. 1–6.
- [E3] X. Fu, Z. Jiang, H. Lu, S. Gu und W. Cui, „Review of the brushless excitation and torque density improvement in wound field synchronous motors“, *Transactions of China Electrotechnical Society*, Jg. 37, Nr. 7, S. 1689–1702, 2022.

## Betreute Studentische Arbeiten

- [S1] S. Frey, „Grobauslegung und Optimierung einer fremderregten Synchronmaschine für den Einsatz als Traktionsantrieb“, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Elektrotechnisches Institut, 2018.
- [S2] L. Schoch, „Thermische Modellierung fremderregter Synchronmaschinen“, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Elektrotechnisches Institut, 2018.

- [S3] Y. Ma, „Untersuchung hybriderregter Synchronmaschinen für den Einsatz als Traktionsantrieb“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Elektrotechnisches Institut, 2018.
- [S4] Z. Chen, „Weiterentwicklung der Berechnungstoolkette zur Auslegung von Synchronmaschinen“, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Elektrotechnisches Institut, 2019.
- [S5] J. Zheng, „Untersuchung eines rotierenden Transformatorsystems für fremderregte Synchronmaschinen“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Elektrotechnisches Institut, 2019.
- [S6] Z. Chen, „Konstruktion und Festigkeitsnachweis der fremderregten Synchronmaschine für den Traktionsantrieb“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Elektrotechnisches Institut, 2019.
- [S7] W. Qin, „Untersuchung und Modellierung einer Innenbelüftung für eine Traktionsmaschine“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Elektrotechnisches Institut, 2019.
- [S8] X. Wei, „Untersuchung der Verluste in stirnseitiger Wicklungshilfe und Endkappe einer fremderregten Synchronmaschine“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Elektrotechnisches Institut, 2020.
- [S9] Y. Jiang, „Load ability comparison study of the copper winding made of flat wire and round wire“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Elektrotechnisches Institut, 2020.
- [S10] J. Zhao, „Optimization of the Design of an Inductive Rotor Position Sensor for E-Machines“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Elektrotechnisches Institut, 2021.
- [S11] L. Lin, „Berücksichtigung der frequenzabhängigen Kupferverluste in der Auslegung von Traktionsmaschinen für den Einsatz in Elektrofahrzeugen“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Elektrotechnisches Institut, 2021.
- [S12] Y. Fang, „Optimierung einer fremderregten Synchronmaschine hinsichtlich des Wirkungsgrades und der maximalen Leistungskennlinie“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Elektrotechnisches Institut, 2022.

## Literatur

- [1] R. Bardan, „NASA analysis confirms 2023 as warmest year on record“, <https://www.nasa.gov/news-release/nasa-analysis-confirms-2023-as-warmest-year-on-record>, 2024.
- [2] M. Romanello, C. Di Napoli, C. Green, H. Kennard, P. Lampard, D. Scamman, M. Walawender, Z. Ali, N. Ameli, S. Ayeb-Karlsson u. a., „The 2023 report of the Lancet Countdown on health and climate change: the imperative for a health-centred response in a world facing irreversible harms“, *The Lancet*, Jg. 402, Nr. 10419, S. 2346–2394, 2023.
- [3] K. R. van Daalen, C. Tonne, J. C. Semenza, J. Rocklöv, A. Markandya, N. Dasandi, S. Jankin, H. Achebak, J. Ballester, H. Bechara u. a., „The 2024 Europe report of the Lancet Countdown on health and climate change: unprecedented warming demands unprecedented action“, *The Lancet Public Health*, 2024.
- [4] IEA, „CO2 Emissions in 2023“. Technical report, [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/co2-emissions-in-2023>, 2024.
- [5] IEA, „CO2 Emissions in 2022“. Technical report, [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/co2-emissions-in-2022>, 2023.
- [6] „Communication from the commission to the european parliament, the european council, the council, the european economic and social committee and the committee of the regions“, *European Commission: Brussels, Belgium*, 2018.
- [7] M. Doppelbauer, „Grundlagen der Elektromobilität“, *Grundlagen der Elektromobilität*, 2020.
- [8] A. Kampker und H. H. Heimes, „Elektromobilität: Grundlagen einer Fortschrittstechnologie“. Springer Nature, 2024.
- [9] T. Köppen, „Die Rolle Ferdinand Porsches bei der Entwicklung ziviler und militärischer Elektrofahrzeuge zwischen 1900 und 1945“, *NTM International Journal of History & Ethics of Natural Sciences, Technology & Medicine*, Jg. 1, S. 219–236, 1993.
- [10] F. Mohammadi und M. Saif, „A comprehensive overview of electric vehicle batteries market“, *e-Prime-Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, Jg. 3, S. 100 127, 2023.
- [11] IEA, „Global EV Outlook 2024: Moving towards increased affordability“, 2024.

- [12] A. Thielmann, M. Wietschel, S. Funke, A. Grimm, T. Hettesheimer, S. Langkau, A. Loibl, C. Moll, C. Neef, P. Plötz u. a., „Batterien für Elektroautos: Faktencheck und Handlungsbedarf. Sind Batterien für Elektroautos der Schlüssel für eine nachhaltige Mobilität der Zukunft? [Batteries for electric cars: Fact check and need for action. Are batteries for electric cars the key to sustainable mobility in the future?]“ Fraunhofer Institute for Systems and Innovation Research (ISI), Techn. Ber., 2020.
- [13] R. Stanek, J. Flemming, J. Kirchen, L. Steiner, A. Klein, T. Knecht und M. Rupp. „Wertschöpfungspotenziale von E-Motoren für den Automobilbereich in Baden-Württemberg“, e-mobil BW GmbH. (2021).
- [14] P. Winzer, „Steigerung von Drehmoment und Wirkungsgrad bei Synchronmaschinen durch Nutzung der magnetischen Asymmetrie“, Diss., Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2017.
- [15] B. Poudel, E. Amiri, P. Rastgoufard und B. Mirafzal, „Toward less rare-earth permanent magnet in electric machines: A review“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 57, Nr. 9, S. 1–19, 2021.
- [16] G. Müller und B. Ponick, „Grundlagen elektrischer Maschinen“. John Wiley & Sons, 2014.
- [17] A. Brune, „Elektrisch erregte Synchronmaschinen als Fahrantriebe“. TEWISS-Technik und Wissen GmbH, 2019.
- [18] T. M. Jahns, „Flux-weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive“, in *1986 Annual Meeting Industry Applications Society*, IEEE, 1986, S. 814–823.
- [19] W. Soong und T. Miller, „Theoretical limitations to the field-weakening performance of the five classes of brushless synchronous AC motor drive“, in *1993 Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 376)*, IET, 1993, S. 127–132.
- [20] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasa und K. Taniguchi, „Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity“, *IEEE transactions on industry applications*, Jg. 26, Nr. 5, S. 866–871, 1990.
- [21] A. K. Adnanes, „Torque analysis of permanent magnet synchronous motors“, in *PESC'91 Record 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, IEEE, 1991, S. 695–701.

- 
- [22] P. Winzer und M. Doppelbauer, „Charakterisierung und Auslegung von fremderregten Synchronmaschinen als Traktionsantrieb mit Hilfe der normierten Parameterebene“, *Energieversorgung auf dem Weg nach 2050: Beiträge des Internationalen ETG-Kongresses vom 5.-6. November 2013 in Berlin*, 2013.
  - [23] S. Müller, D. Maier und N. Parspour, „Inductive Electrically Excited Synchronous Machine for Electrical Vehicles—Design, Optimization and Measurement“, *Energies*, Jg. 16, Nr. 4, S. 1657, 2023.
  - [24] A. Vignaud, H. Fennel, H. Hakvoort und W. Hackmann, „Efficient electric powertrain with externally excited synchronous machine without rare earth magnets using the example of the Renault system solution“, in *Vienna Motor Symposium*, 2012.
  - [25] E. A. Grunditz und T. Thiringer, „Performance analysis of current BEVs based on a comprehensive review of specifications“, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Jg. 2, Nr. 3, S. 270–289, 2016.
  - [26] Renault-Group. „Technisches Datenblatt“. (2023).
  - [27] G. Petrelli, S. Nuzzo, T. Zou, D. Barater, G. Franceschini und C. Gerada, „Review and Future Developments of Wound Field Synchronous Motors in Automotive“, in *2023 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, IEEE, 2023, S. 1–6.
  - [28] Mercedes-Benz. „Technische Daten für alle Smart EQ Modelle“. (2023).
  - [29] A. Buchner, N. Martin, F. Preuss und A. Wilde, „The next generation in driving pleasure is on its way“, *29th Aachen Colloquium Sustainable Mobility*, 2020.
  - [30] BMW-Group. „Technische Daten des BMW iX3“. (2023).
  - [31] BMW-Group. „Mit welchem Wirkungsgrad arbeitet der BMW eDrive Elektromotor im Modell BMW iX3“. (2021).
  - [32] MAHLE, „MAHLE develops highly efficient magnet-free electric motor“, 2021.
  - [33] D. Grauvogl, „Multiphysikalische Auslegung einer fremderregten Synchronmaschine mit magnetischer Asymmetrie für einen Hochvolt-Achsantrieb“. Shaker Verlag, 2022.

- [34] J.-N. Weber, „Berührungslose Übertrager für elektrisch erregte Synchrongleichstrommaschinen“. TEWISS-Technik und Wissen GmbH, 2019.
- [35] E. M. Illiano, „Design of a highly efficient brushless current excited synchronous motor for automotive purposes“, Diss., ETH Zurich, 2014.
- [36] T. Raminosoa und R. Wiles, „Contactless rotor excitation for traction motors“, in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, 2018, S. 6448–6453.
- [37] A. Binder und T. Schneider, „High-speed inverter-fed AC drives“, in *2007 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, IEEE, 2007, S. 9–16.
- [38] A. Krings und C. Monissen, „Review and trends in electric traction motors for battery electric and hybrid vehicles“, in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, Bd. 1, 2020, S. 1807–1813.
- [39] T. Epskamp, „Steigerung der Leistungsdichte von Traktionsantrieben und Aufbau einer hochdrehenden Asynchronmaschine“, Diss., Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2020.
- [40] H. Fennel, H. Hakvoort, W. Hackmann, A. Vignaud und L. Forin-Crouvoisier, „Efficient Electric Powertrain with externally excited synchronous machine without rare earth magnets using the example of the Renault system solution; Effizienter Elektroantrieb mit fremderregter Synchronmaschine ohne seltene Erden am Beispiel der Renault Systemlösung“, 2012.
- [41] E. Illiano, „Design of a brushless separately excited synchronous motor“, *BRUSA Elektronik AG, Sennwald*, 2014.
- [42] A. Di Gioia, I. P. Brown, Y. Nie, R. Knippel, D. C. Ludois, J. Dai, S. Hagen und C. Alteheld, „Design of a wound field synchronous machine for electric vehicle traction with brushless capacitive field excitation“, in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, 2016, S. 1–8.
- [43] K. Yamazaki, K. Ando, K. Nishioka, K. Shima, T. Fukami und K. Shirai, „Assist effects of additional permanent magnets in salient-pole synchronous generators“, in *The XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM 2010*, IEEE, 2010, S. 1–6.

- [44] M. Salameh, A. Di Gioia, I. P. Brown und M. Krishnamurthy, „Evaluating the feasibility of single-rotor topologies in hybrid excitation synchronous machines for automotive traction applications“, in *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, IEEE, 2018, S. 621–626.
- [45] K. Chu, J. Pou, S. Ramakrishna und A. Gupta, „Performance of series hybrid excitation synchronous machine in comparison with wound field synchronous machine“, in *2017 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, IEEE, 2017, S. 1–6.
- [46] S.-W. Hwang, J.-H. Sim, J.-P. Hong und J.-Y. Lee, „Torque improvement of wound field synchronous motor for electric vehicle by PM-assist“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 54, Nr. 4, S. 3252–3259, 2018.
- [47] W. Chai, H.-M. Yang, F. Xing und B.-i. Kwon, „Analysis and design of a PM-assisted wound rotor synchronous machine with reluctance torque enhancement“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 68, Nr. 4, S. 2887–2897, 2020.
- [48] „User guide Altair Flux 2021.2“. Altair Flux, 2021.
- [49] G. Bertotti, „General properties of power losses in soft ferromagnetic materials“, *IEEE Transactions on magnetics*, Jg. 24, Nr. 1, S. 621–630, 1988.
- [50] G. Müller, K. Vogt und B. Ponick, „Berechnung elektrischer maschinen“. John Wiley & Sons, 2012.
- [51] A. Matala, „Sample size requirement for Monte Carlo simulations using Latin hypercube sampling“, *Helsinki University of Technology, Department of Engineering Physics and Mathematics, Systems Analysis Laboratory*, Jg. 25, 2008.
- [52] M. D. McKay, R. J. Beckman und W. J. Conover, „A comparison of three methods for selecting values of input variables in the analysis of output from a computer code“, *Technometrics*, Jg. 42, Nr. 1, S. 55–61, 2000.
- [53] J. Wang, „An intuitive tutorial to Gaussian processes regression“, *arXiv preprint arXiv:2009.10862*, 2020.
- [54] C. E. Rasmussen, C. K. Williams u. a., „Gaussian processes for machine learning“. Springer, 2006, Bd. 1.

- [55] Y. Cao und Q. Wu, „Teaching genetic algorithm using MATLAB“, *International journal of electrical engineering education*, Jg. 36, Nr. 2, S. 139–153, 1999.
- [56] K. Deb, „Multi-objective optimisation using evolutionary algorithms: an introduction“, in *Multi-objective evolutionary optimisation for product design and manufacturing*, Springer, 2011, S. 3–34.
- [57] H. D. Symons und M. Walker, „The heat paths in electrical machinery“, *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, Jg. 48, Nr. 213, S. 674–718, 1912.
- [58] M. Walker, „Specification and design of dynamo-electric machinery“. Longmans, Green und Company, 1915.
- [59] C. J. Fechheimer, „Some factors affecting temperature rise in armatures of electrical machines“, *Electrical Engineering*, Jg. 52, Nr. 1, S. 44, 1933.
- [60] R. L. Kotnik, „An equivalent thermal circuit for nonventilated induction motors [includes discussion]“, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems*, Jg. 73, Nr. 2, S. 1604–1609, 1954.
- [61] C. Gazley Jr, „Heat-transfer characteristics of the rotational and axial flow between concentric cylinders“, *Transactions of the American Society of Mechanical Engineers*, Jg. 80, Nr. 1, S. 79–89, 1958.
- [62] K. M. Becker und J. Kaye, „Measurements of diabatic flow in an annulus with an inner rotating cylinder“, 1962.
- [63] I. Perez und J. Kassakian, „A stationary thermal model for smooth air-gap rotating electric machines“, *Electric Machines And Power Systems*, Jg. 3, Nr. 3-4, S. 285–303, 1979.
- [64] R. Wrobel und P. Mellor, „A general cuboidal element for three-dimensional thermal modelling“, *IEEE Transactions on magnetics*, Jg. 46, Nr. 8, S. 3197–3200, 2010.
- [65] N. Simpson, R. Wrobel und P. H. Mellor, „A general arc-segment element for three-dimensional thermal modeling“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 50, Nr. 2, S. 265–268, 2014.
- [66] D. Roberts, „The application of an induction motor thermal model to motor protection and other functions“, 1989.

- [67] G. Kylander, „Thermal modelling of small cage induction motors“. Chalmers Tekniska Högskola (Sweden), 1995.
- [68] J. Saari, „Thermal analysis of high-speed induction motor“, 1998.
- [69] P. H. Mellor, D. Roberts und D. Turner, „Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design“, in *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*, IET, Bd. 138, 1991, S. 205–218.
- [70] P. Stephan, S. Kabelac, M. Kind, D. Mewes, K. Schaber und T. Wetzel, „VDI-Wärmeatlas: Fachlicher Träger VDI-Gesellschaft Verfahrenstechnik und Chemieingenieurwesen“. Springer-Verlag, 2019.
- [71] D. Staton, A. Boglietti und A. Cavagnino, „Solving the more difficult aspects of electric motor thermal analysis“, in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03*, IEEE, Bd. 2, 2003, S. 747–755.
- [72] R. L. Hamilton und O. Crosser, „Thermal conductivity of heterogeneous two-component systems“, *Industrial & Engineering chemistry fundamentals*, Jg. 1, Nr. 3, S. 187–191, 1962.
- [73] F. Unger, „Die Wärmeleitung in Runddrahtspulen“, *Archiv für Elektrotechnik*, Jg. 41, S. 357–364, 1955.
- [74] DIN-60317-0-1, „Technische Lieferbedingungen für bestimmte Typen von Wickeldrähten–Teil 0-1: Allgemeine Anforderungen–Runddrähte aus Kupfer, lackisiert“. Beuth Verlag, Berlin, 2014.
- [75] K. Nakajima, „Thermal contact resistance between balls and rings of a bearing under axial, radial, and combined loads“, *Journal of thermophysics and heat transfer*, Jg. 9, Nr. 1, S. 88–95, 1995.
- [76] F. Hoffmann, D. Silys und M. Doppelbauer, „Transient Thermal Model for Ball Bearings in Electrical Machines“, in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, Bd. 1, 2020, S. 1018–1024.
- [77] A. Brunot und F. F. Buckland, „Thermal contact resistance of laminated and machined joints“, *Transactions of the American Society of Mechanical Engineers*, Jg. 71, Nr. 3, S. 253–256, 1949.
- [78] Y. P. Shlykov und Y. A. Ganin, „Thermal resistance of metallic contacts“, *International Journal of Heat and Mass Transfer*, Jg. 7, Nr. 8, S. 921–929, 1964.

- [79] T. Hayase, J. Humphrey und R. Greif, „Numerical calculation of convective heat transfer between rotating coaxial cylinders with periodically embedded cavities“, 1992.
- [80] D. A. Howey, P. R. Childs und A. S. Holmes, „Air-gap convection in rotating electrical machines“, *IEEE transactions on industrial electronics*, Jg. 59, Nr. 3, S. 1367–1375, 2010.
- [81] I. V. Shevchuk, „Modelling of convective heat and mass transfer in rotating flows“. Springer, 2016.
- [82] A. Kessler, „Versuch einer genaueren Vorausberechnung des zeitlichen Erwärmungsverlaufes elektrischer Maschinen mittels Wärmequellennetzen“, *Archiv für Elektrotechnik*, Jg. 45, S. 59–76, 1960.
- [83] S. A. Evans, „Salient pole shoe shapes of interior permanent magnet synchronous machines“, in *The XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM 2010*, IEEE, 2010, S. 1–6.
- [84] T. Herold, D. Franck, E. Lange und K. Hameyer, „Extension of a dq model of a permanent magnet excited synchronous machine by including saturation, cross-coupling and slotting effects“, in *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, IEEE, 2011, S. 1363–1367.
- [85] N. Naoe und T. Fukami, „Trial production of a hybrid excitation type synchronous machine“, in *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No. 01EX485)*, IEEE, 2001, S. 545–547.
- [86] A. Munteanu, A. Simion und L. Livadaru, „Optimization study upon excitation pole shape of a hybrid synchronous generator“, in *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, IEEE, 2008, S. 1292–1296.
- [87] Y. Xia, H. Jiang, X. Yi, Z. Wen und Y. Chen, „Parameter optimization of hybrid excitation permanent magnet synchronous motor“, in *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, IEEE, 2018, S. 398–401.
- [88] X. Luo und T. A. Lipo, „A synchronous/permanent magnet hybrid AC machine“, *IEEE transactions on energy conversion*, 2000.
- [89] D. Fodorean, A. Djerdir, I.-A. Viorel und A. Miraoui, „A double excited synchronous machine for direct drive application—Design and prototype tests“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2007.

- [90] K. Kamiev, J. Nerg, J. Pyrhönen und V. Zaboin, „Hybrid excitation synchronous generators for island operation“, in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, 2010, S. 1–6.
- [91] A. Mathoy, „Stromerregter Synchronmotor insbesondere für Fahrzeugantriebe“, Schutzrecht; Anmelder: Brusa Elektronik AG, Sennwald (CH); DE 10 2007 040 750 A1, Aug. 2007.
- [92] E. ILLIANO, „Rotor for a current excited synchronous machine“, Schutzrecht; Anmelder: Brusa Elektronik AG, Sennwald (CH); EP 2 991 194 A1, Aug. 2014.
- [93] J. Ou, „Improving high-speed electrical machines by amorphous metals“, Diss., Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2019.
- [94] 60034-1, „Rotating Electrical Machines—Part 1: Rating and Performance“. International Electrotechnical Commission IEC.
- [95] A. Binder, „Elektrische maschinen und antriebe“. Springer, 2012, Bd. 2.
- [96] N. Raabe, „An algorithm for the filling factor calculation of electrical machines standard slots“, in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 2014, S. 981–986.
- [97] H. Schürmann u. a., „Konstruieren mit faser-kunststoff-verbunden“. Springer, 2005, Bd. 2.
- [98] A. Puck, „Zur Beanspruchung und Verformung von GFK-Mehrschichtenverbund-Bauelementen: Teil 1“, *Grundlagen der Spannungs-und Verformungsanalyse. Teil*, Jg. 2, 1967.
- [99] R. Förster und W. Knappe, „Experimentelle und theoretische Untersuchungen zur Rißbildungsgrenze an zweischichtigen Wickelrohren aus Glasfaser/Kunststoff unter Innendruck“, *Kunststoffe*, Jg. 61, Nr. 8, S. 583–588, 1971.
- [100] W. Schneider, „Mickromechanische Betrachtung von Bruchkriterien unidirektional verstärkter Schichten aus Glasfaser/Kunststoff: Auszug aus der vom Fachbereich Maschinenbau... Dissertation“. na, 1974.
- [101] W. Schneider, „Wärmeausdehnungskoeffizienten und Wärmespannungen faserverstärkter Kunststoffe“, 1977.