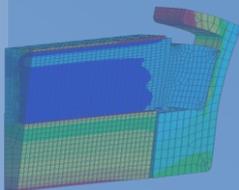
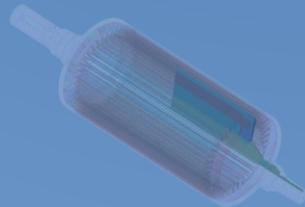
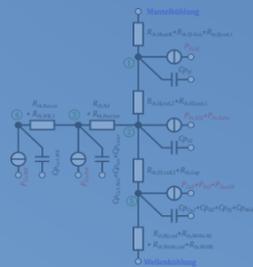
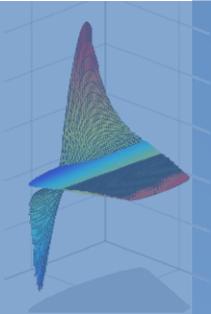


Torsten Epskamp

Steigerung der Leistungsdichte von Traktionsantrieben und Aufbau einer hochdrehenden Asynchronmaschine



Dissertation

Steigerung der Leistungsdichte von Traktionsantrieben und Aufbau einer hochdrehenden Asynchronmaschine

Zur Erlangung des akademischen Grades eines
DOKTOR-INGENIEURS

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

von
Dipl.-Ing. Torsten Epskamp
geb. in Düsseldorf

Tag der mündlichen Prüfung: 14.02.2020

Referent Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer

Korreferent Prof. Dr.-Ing. Peter Gratzfeld

DOI: 10.5445/IR/1000117913



Dieses Werk ist lizenziert unter einer Creative Commons Namensnennung -
Keine Bearbeitungen 4.0 International Lizenz (CC BY-ND 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/deed.de>

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Bereich Hybridelektrische Fahrzeuge (HEV) des Elektrotechnischen Instituts (ETI) am Karlsruher Institut für Technologie (KIT). Den Rahmen der Arbeit bilden zwei aufeinander aufbauende Forschungsprojekte. Projekthaus e-Drive wurde gefördert durch das Land Baden-Württemberg und die Daimler AG. Das Projekt Effect360° wurde gefördert durch die Daimler AG, die Robert-Bosch GmbH und das Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF).

Ich möchte mich an dieser Stelle bei den vielen bedanken, ohne deren Unterstützung diese Arbeit nicht möglich gewesen wäre.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer danke ich für das mir entgegengebrachte Vertrauen, den Ansporn und für die großen Freiräume, die ich nutzen durfte.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Peter Gratzfeld danke ich für das Interesse an meiner Arbeit und für die Übernahme des Korreferats.

Meiner Familie danke ich für die Geduld, das Verständnis und die Unterstützung während der Zeit in der ich diese Arbeit erstellt habe.

Ich danke meinem Kollegen Dr. Volkmar Reinhardt, der entscheidende Impulse dazu gegeben hat, diesen Weg einzuschlagen und stets eine große moralische und fachliche Unterstützung gewesen ist.

Allen Kollegen des ETI danke ich für das stets freundschaftliche Miteinander und viele fachlich Diskussionen. Hervorheben möchte ich Andreas Wolf und Christian Klöffler für großartige Vorarbeiten beim Aufbau und der Inbetriebnahme der Prüfstände, an denen die Messungen dieser Arbeit durchgeführt wurden. Patrick Winzer hat durch seine Entwicklung der Kennfeldberechnung ein wichtiges Werkzeug für meine Arbeit geliefert. Bo Zhang danke ich für die gemeinsame Zeit im Büro mit vielem fachlichen Austausch und Einblicken in die chinesische Kultur.

Bei den Projektpartnern der Daimler AG und der Robert Bosch GmbH bedanke ich mich für die stets konstruktive Zusammenarbeit beim Entwurf des Antriebssystems und bei der Realisierung der Prototypen. Namentlich erwähnen möchte ich von der Daimler AG Nis Anton Möllgaard und Dr. Robert Inderka für fachliche Diskussionen zur elektromagnetischen Auslegung der Maschine, Torben Schulze für Unterstützung bei der mechanischen Konstruktion und Madeleine Weiß und Simon Wespel für ihre Kenntnisse in Bezug auf das Gesamtsystem und für die Unterstützung bei der Fertigung der Prototypen. Bei der Robert Bosch GmbH möchte ich Hartmut Steinbuch danken für die fachlichen Diskussionen zur Leistungselektronik und für die Zusammenarbeit bei der gemeinsamen Inbetriebnahme von Leistungselektronik und E-Maschine am Prüfstand. Tobias Schneider und Dr. Manuel Gärtner danke ich für die Unterstützung bei der Fertigung der Aktivteile der Prototypen.

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit verfolgt einen systematischen Ansatz zur Steigerung der Leistungsdichte von Traktionsantrieben. Ausgehend von der Definitionsgleichung der mechanischen Leistung rotierender elektrischer Maschinen bewertet sie für alle beteiligten Größen Maßnahmen, die zur Steigerung der Leistungsdichte führen.

Ein Methodenteil bildet die Grundlage für die Berechnung, die Bewertung und den Vergleich unterschiedlicher Maschinen. Aus Flussverkettungen werden Kennfelder berechnet, die neben Grundwellenverlusten auch Oberwellenverluste einbeziehen. Es entsteht ein thermisches Modell, mit dem die Dauerleistung der Antriebe ermittelt wird.

Zur Steigerung der Drehmomentdichte werden Kühlsysteme gegenübergestellt. Mit einer Methode zur Berechnung der Alterung des Isolationsystems wird Überdimensionierung vermieden und die Leistungsdichte der Maschine erhöht. Das Potenzial zur Leistungssteigerung durch den Einsatz von Kupfer als Käfigmaterial von Asynchronmaschinen und durch den Einsatz von Kobalt-Eisen für den magnetischen Kreis wird aufgezeigt.

Der analytische Zusammenhang zwischen der Maximaldrehzahl elektrischer Maschinen und deren Leistungsdichte wird unter Berücksichtigung der mechanischen Festigkeit hergeleitet. Finite Elemente Analysen bestätigen den gefundenen Zusammenhang.

Die untersuchten Maßnahmen zur Leistungssteigerung werden anhand der Auslegung einer Hochdrehzahl-Asynchronmaschine für den Antrieb eines Oberklassefahrzeugs validiert. Die Wechselwirkungen mit der Leistungselektronik und dem Getriebe werden berücksichtigt.

Konstruktive Maßnahmen ermöglichen die hohe Umfangsgeschwindigkeit von 140 m/s. In Messungen werden 3,0 kW/kg Leistungsdichte nachgewiesen. Gegenüber dem Stand der Technik wurde somit eine Steigerung der Leistungsdichte um Faktor drei erreicht.

Abstract

The present work pursues a systematic approach to increasing the power density of traction drives. Starting from the definition of the mechanical power of rotating electrical machines, it evaluates for all variables involved measures that lead to an increase in power density.

A method section forms the basis for the calculation, evaluation and comparison of different machines. Characteristic maps are calculated from flux linkages, incorporating harmonic losses as well as fundamental losses. Then a thermal model is created to determine the continuous duty power of the motors.

To increase the torque density, cooling systems are compared. A method for calculating the ageing of the insulation system prevents oversizing and increases the power density of the machine. The potential to increase the performance by using copper as cage material of induction machines and by using cobalt-iron for the magnetic circuit is demonstrated.

The analytical correlation between maximum speed of electrical machines and their power density is derived. The mechanical strength is taken into account. Finite element analyses confirm the relationship found.

The design of a high-speed induction machine with a maximum speed of 30,000 rpm meets the requirements for the drive train of a premium class vehicle. The interactions with power electronics and the transmission are considered.

Constructive improvements enable the high circumferential speed of 140 m/s. Measurements prove a power density of 3.0 kW/kg. Compared to the state of technology, the continuous duty power density has consequently been increased by a factor of three.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung.....	1
1.1	Hintergrund der Arbeit	1
1.2	Stand der Technik.....	2
1.3	Ziel der Arbeit.....	6
2	Systematik zur Steigerung der Leistungsdichte	7
2.1	Erhöhtes Drehmoment	8
2.2	Hohe Drehzahl.....	11
3	Methoden.....	15
3.1	Elektromagnetische Kennfeldberechnung	15
3.2	Berechnung der Eisen- und Zusatzverluste	19
3.3	Berechnung der Reib- und Luftverluste	32
3.4	Thermisches Modell.....	34
3.5	Mechanische Festigkeitsrechnung	48
4	Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment.....	55
4.1	Verbesserung der Wärmeabfuhr	56
4.2	Erhöhung der Materialausnutzung	66
4.3	Einsatz höherwertiger Materialien	71
4.4	Alternative Bauarten elektrischer Maschinen	77
5	Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl	83
5.1	Ausführungen von Hochdrehzahlantrieben.....	83
5.2	Zusammenhang zwischen Maximaldrehzahl und Leistungsdichte	84
5.3	Permanenterregte Synchronmaschine.....	89
6	Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine	95

6.1	Auslegung des Antriebstrangs.....	95
6.2	Parameter der Auslegung einer Asynchronmaschine.....	98
6.3	Einfluss des Bohrungsdurchmessers.....	99
6.4	Einfluss der Rotorstabhöhe	105
6.5	Einfluss der Windungszahl und der Getriebeübersetzung	107
6.6	Geometrie und Daten der ausgelegten E-Maschine	110
6.7	Der Antriebsstrang im Fahrzyklus und Skalierung des Gesamtsystems	112
7	Konstruktion und Fertigung der Prototypen	117
7.1	Wicklung.....	117
7.2	Lagerung.....	118
7.3	Konstruktion des Gehäuses.....	123
7.4	Entwicklung des Kühlsystems	125
7.5	Konstruktion des Rotors	133
7.6	Wuchtung.....	148
7.7	Aufbau der Prototypen.....	151
8	Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen	157
8.1	Schleuderversuche.....	157
8.2	Bestimmung der Einzelverluste.....	161
8.3	Kennfeldmessungen	170
8.4	Thermische Grenzkennlinie, Dauerlauf.....	187
9	Zusammenfassung, Ergebnisse und Fazit.....	199

Anhang	203
A.1 Abkürzungsverzeichnis.....	203
A.2 Formelzeichenverzeichnis.....	204
A.3 Anforderungsliste im Projekt Effect360°	208
A.4 Thermisches Ersatzschaltbild	209
A.5 Datenblatt Micronel U85MX Radialgebläse.....	222
A.6 Abbildungsverzeichnis	223
A.7 Tabellenverzeichnis.....	231
A.8 Eigene Patente und Veröffentlichungen	232
A.9 Betreute studentische Arbeiten.....	233
A.10 Literaturverzeichnis	234

1 Einleitung

1.1 Hintergrund der Arbeit

Die Elektromobilität erlebt in den vergangenen zwei Jahrzehnten eine Renaissance, nachdem sie in der öffentlichen Wahrnehmung zuvor praktisch keine Rolle gespielt hatte. Dabei waren elektrisch angetriebene Fahrzeuge in den ersten Jahrzehnten den Verbrennungsantrieben in Sachen Zuverlässigkeit, Komfort und Leistungsfähigkeit voraus. Bereits 1838 trieb Jacobi mit dem von ihm erfundenen Elektromotor ein Boot an, das einige Passagiere mehrere Kilometer weit befördern konnte [1]. Die 100 km/h Marke wurde 1899 zuerst von einem Elektrofahrzeug erreicht [2]. Zu Beginn des 20. Jahrhunderts setzte Ferdinand Porsche auf einen Elektroantrieb für seinen Lohner-Porsche. Als Energiespeicher waren zu der Zeit jedoch nur Bleibatterien verfügbar, und bald konnte die Entwicklung des Elektromotors mit dem Fortschritt der Verbrennungsmotoren nicht Schritt halten [3]. In den folgenden Jahrzehnten setzte sich der Verbrennungsmotor in beinahe allen Bereichen der Traktionsantriebe durch. Der Einsatz von Elektromotoren beschränkte sich auf Bahnantriebe und Oberleitungsbusse sowie einige Nischen wie Gabelstapler oder Golfcaddies.

Wachsende Luftverschmutzung in Ballungsräumen und die zunehmende Erderwärmung durch Treibhausgase haben der Elektromobilität neuen An Schub gegeben. Ein großes Hemmnis bei der Verbreitung der Elektromobilität bleibt die Batterie als Energiespeicher. Pro Masse ist die Energiedichte heutiger Li-Ionen Akkus um den Faktor 50 geringer als die Energiedichte fossiler Brennstoffe. Die Reichweite pro mitgeführter Masse des Energiespeichers ist noch um etwa das 20-fache geringer [4]. Verbrennungsmotoren haben sich in den vergangenen Jahrzehnten enorm weiterentwickelt, womit die Erwartungen der Verbraucher an Fahrzeugantriebe ein hohes Niveau erreicht haben. Dementsprechend sind alle Komponenten des elektrischen Antriebsstrangs einem großen Kosten- und Leistungsdruck ausgesetzt, damit sie den Eintritt in den

1 Einleitung

Markt schaffen können. So wird in der Forschung und Entwicklung neben der Batterie auch jede Komponente des Antriebsstrangs optimiert. Zusätzlich wird das Gesamtsystem betrachtet und die Komponenten aufeinander abgestimmt, sodass die beste Gesamtfunktion erfüllt wird.

Vor dem Hintergrund entstand diese Arbeit im Rahmen des Projekts Effect360°. Das Projekt wurde durch das Bundesministerium für Bildung und Forschung gefördert. Ziel des Projekts war der Entwurf eines Antriebsstrangs mit, gegenüber dem Stand der Technik, erhöhter Leistungsdichte. Für den Erfolg des Projekts war eine hohe Methodenkompetenz in der Entwicklung aller Komponenten des Antriebsstrangs erforderlich. Die Verantwortung für die elektromagnetische Auslegung, mechanische Auslegung, Konstruktion und Fertigungsplanung der E-Maschine wurde vom Autor als Vertreter des Elektrotechnischen Instituts (ETI) am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) übernommen. Bezüglich der Belange des Antriebsstrangs und der Fertigung der E-Maschine erfolgte eine enge Zusammenarbeit mit den Industriepartnern der Daimler AG und der Robert Bosch GmbH und mit dem Institut für Produktentwicklung (IPEK) des KIT.

1.2 Stand der Technik

Weltweit ist bereits eine beachtliche Anzahl von elektrischen PKW-Modellen als Serienprodukt verfügbar. Die meisten Elektrofahrzeuge werden nach aktuellem Stand von chinesischen, US-amerikanischen und europäischen Herstellern angeboten. Daneben entwickeln auch die indischen Hersteller Mahindra&Mahindra und Tata Motors Elektroautos, die in den nächsten Jahren auf den Markt gebracht werden [5].

Viele weitere Modelle werden noch nicht in Serie produziert, sind aber bereits der Öffentlichkeit als Studien vorgestellt, oder sind in der Entwicklung, und die Markteinführung steht unmittelbar bevor.

Weltweit werden Gesetze und Maßnahmen diskutiert, mit denen in näherer Zukunft Verbrennungsantriebe durch Elektroantriebe,

zumindest in bestimmten Segmenten, abgelöst werden sollen. So hat z. B. das niederländische Parlament beschlossen, ab 2030 keine neuen Fahrzeuge mit Benzin- und Dieselmotoren mehr zuzulassen [6][7][8]. In Norwegen sollen nach dem Nationalen Transportplan ab 2025 alle neuzugelassenen PKW emissionsfrei sein [9][10][11]. Auch die indische Zentralregierung plant, in den nächsten vier bis fünf Jahren ihre gesamte Fahrzeugflotte zu elektrifizieren [12]. In der öffentlichen Diskussion steht dort auch, bis 2032 nur noch Elektroautos zuzulassen [13].

Weltweit lag der Bestand an Elektrofahrzeugen Anfang 2017 bei 3,2 Mio., Tendenz steigend [14]. Zu den elektrischen Maschinen, die in aktuell am Markt verfügbaren Elektroautos eingesetzt werden, sind wenig technische Details öffentlich verfügbar. Unter den Antrieben, deren Maschinentyp bekannt ist, finden sich einige Asynchronmaschinen (ASM) und einige stromerregte Synchronmaschinen (SSM). Die überwiegende Anzahl sind permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PSM). Bei den übrigen Maschinen kann vermutet werden, dass es sich um PSM handelt. Während es für ASM Beispiele im gesamten Leistungsbereich gibt, werden SSM bisher nur in einem begrenzten Segment kleiner bis

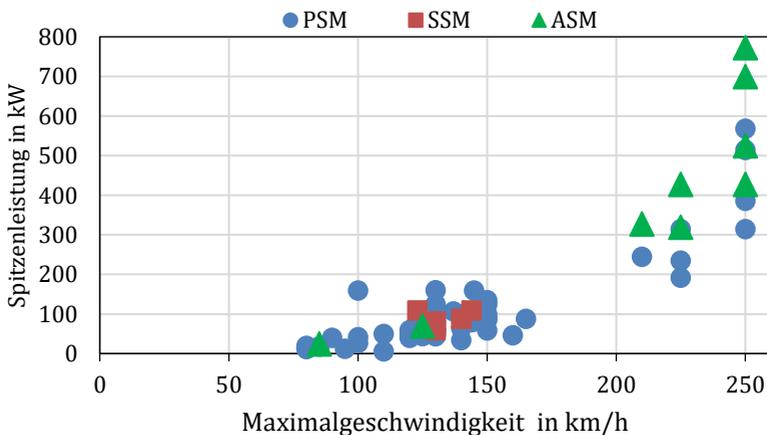


Abbildung 1.1: Maximalgeschwindigkeit und Spitzenleistung von aktuellen Serien-Elektrofahrzeugen nach Motortypen [135][136][137]

1 Einleitung

Tabelle 1: Beispiele einiger als Traktionsantrieb ausgeführter PSM. [4]

Hersteller	Brusa	BMW	AMK	Bosch	Tesla
Maschinentyp	PSM	PSM	PSM	PSM	PSM
Bezeichnung	HSM1		DPE13	SMG180	Model 3
Stand	Serie	Serie	Serie	Serie	Serie
Dauerleistung (kW)	90	75	70	40	100
Kurzzeitleistung (kW)	180	125	140	80	285
max. Drehzahl (min ⁻¹)	13500	12000	8000	14000	17000
Gewicht (kg)	51	50	62	28	48
Leistungsdichte (kW/kg)	1,8	1,5	1,1	1,4	2,1

Tabelle 2: Beispiele einiger als Traktionsantrieb ausgeführter ASM. [4], [14]

Hersteller	Brusa	AC Prop.	ZF	Audi	Tesla
Maschinentyp	ASM	ASM	ASM	ASM	ASM
Bezeichnung	ASM1	AC-75	EVD1	AKA320	Model S
Stand	Serie	Serie	Serie	Serie	Serie
Dauerleistung (kW)	50	27	30	60	69
Kurzzeitleistung (kW)	107	75	90	140	310
max. Drehzahl (min ⁻¹)	11000	13000	21000	15000	15300
Gewicht (kg)	56	34	29	104 ¹	83
Leistungsdichte (kW/kg)	0,89	0,79	1,03	0,57	0,83

mittlerer Leistung eingesetzt (Abbildung 1.1). In Tabelle 1 und Tabelle 2 sind die Daten einiger beispielhafter Traktionsantriebe aufgelistet. Die Leistungsdichten der PSM bezogen auf den Dauerbetrieb reichen von etwa 1,1 kW/kg bis 2,1 kW/kg. Bei ASM werden 0,6 kW/kg bis 1,0 kW/kg erreicht. Abbildung 1.2 stellt die Leistungsdichten als Funktion der Drehzahl dar und gibt einen Vergleich zu typischen Industrieantrieben.

Die Entwicklung der Märkte für Elektrofahrzeuge spiegelt sich in einer großen Zahl an Fachtagungen, Konferenzen und Veröffentlichungen aus der Wissenschaft wieder. Ein großer Teil der Entwicklungen seriennaher Antriebe findet zudem in den Forschungs- und Entwicklungsabteilungen der Industrie statt und ist der Öffentlichkeit nicht zugänglich. So stellt [14] recht detailliert die Entwicklung einer E-Achse von Audi vor, die von einer ASM angetrieben wird. Auf der „Peking Motor Show 2018“ kündigt BMW

¹ Schätzung des Autors nach Angaben aus [14]

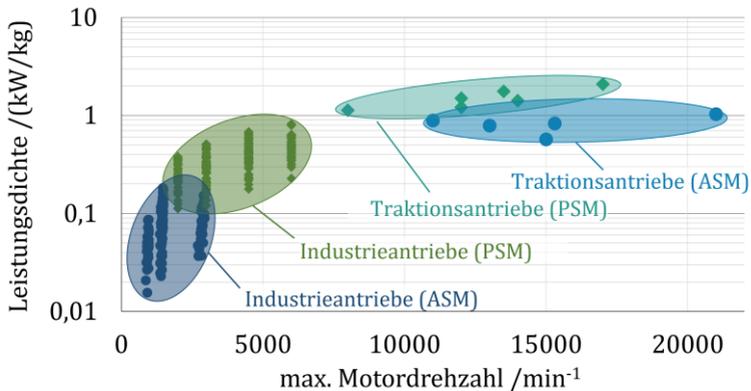


Abbildung 1.2: Leistungsdichten elektrischer Maschinen in industrieller Serienfertigung nach dem Stand der Technik

für kommende iX3 Fahrzeuge einen Antrieb an, der ohne Seltene Erden Magnete auskommt [15] und lässt damit den Einsatz einer SSM vermuten.

Mathoy [16] und Finken [17] betrachten den Antriebsstrang und die Fahrzeuganforderungen als Ganzes. Die Tendenz geht dabei zu hoher Drehmomentdichte für Beschleunigungsvorgänge. Der Eigenart von E-Maschinen, hohe Leistung aus hoher Drehzahl zu generieren, wird dabei nicht Rechnung getragen. Trotz Nachteilen durch zusätzliche Verluste im Getriebe ist das Potenzial noch nicht ausgeschöpft. Binder [18] zeigt einen Trend zu höherer Leistungsdichte durch hohe Drehzahl, hochwertige Materialien und verbesserte Kühlsysteme. Am Markt besteht Bedarf an hoher Dauerleistung der Antriebe bei hoher Geschwindigkeit für das Oberklassensegment. Hier fallen die Kosten aufwendiger Getriebe weniger ins Gewicht. Eberleh [19] zeigt, dass mit einer Kombination aus schnelldrehender E-Maschine und Schaltgetriebe ein Vorteil im Energieverbrauch über einen Fahrzyklus erzielt werden kann.

Für Anwendungen im Rennsport oder für elektrisches Fliegen gelten sehr hohe Anforderungen an Bauraum, Gewicht und Leistungsdichte. Aktuelle Entwicklungen zeigen, dass Leistungsdichten von über 5 kW/kg bis 10 kW/kg bereits in seriennaher Reife erreichbar sind. Siemens gibt

1 Einleitung

durch Verwendung von Leichtbaustrukturen, Kobalt-Eisen und direkter Leiterkühlung 5 kW/kg bis über 250 kW Dauerleistung für einen Flugzeugantrieb an [20]. Die Firma SciMo GmbH bietet durch eigene Wickeltechnologie in Kombination mit Wicklungsnahen Kühlkonzepten Antriebe mit bis zu 8 kW/kg in der Größenordnung bis 100 kW Dauerleistung an [21].

1.3 Ziel der Arbeit

Das Ziel der Arbeit ist eine Bewertung von E-Maschinenkonzepten zur Steigerung ihrer Leistungsdichte im Hinblick auf den Einsatz im elektrifizierten Antriebsstrang von Kraftfahrzeugen. Es wird untersucht, wie die Leistungsdichte von E-Maschinen durch erhöhte Drehzahl und durch erhöhtes Drehmoment gesteigert werden kann. Mögliche Maßnahmen werden bewertet und das Potenzial der Leistungssteigerung wird angegeben. Die gewonnenen Erkenntnisse fließen in die Auslegung und Konstruktion einer Prototypenmaschine ein. In der Arbeit wird eine Asynchronmaschine aufgebaut. So soll eine Alternative zu heute vorherrschenden PSM weiterentwickelt werden, die ohne Seltenerd-Magnete auskommt. Der Weltmarkt für Seltene Erden wird mit über 80 % Marktanteil von China dominiert [22]. Exportbeschränkungen der chinesischen Regierung und Spekulationsgeschäfte führten im Jahr 2011 zu einem Preisanstieg der Materialien [23]. Auch im aktuellen Handelsstreit zwischen China und den USA droht China mit einer Ausfuhrbeschränkung von Seltenen Erden [24]. Asynchronmaschinen sind wegen ihres einfachen Aufbaus für einen weiten Einsatzbereich vom Kleinstfahrzeug bis zu Oberklassefahrzeugen geeignet.

Einsatzgebiet der entwickelten Maschine ist der Traktionsantrieb für einen Serien-PKW. Auf teure Sondermaterialien und aufwendige Fertigungstechnologien, die für eine Großserienfertigung nicht zur Verfügung stehen, wird daher verzichtet.

Nach dem Aufbau der Maschine sind die Berechnungsmodelle und die Wirksamkeit der Maßnahmen zur Steigerung der Leistungsdichte durch Messreihen am Prüfstand zu validieren.

2 Systematik zur Steigerung der Leistungsdichte

Dieses Kapitel bietet einen systematischen Ansatz zur Steigerung der Leistungsdichte elektrischer Maschinen. Die physikalischen Größen, die Anteil an der rotatorischen mechanischen Leistung haben, werden aufgeführt und Maßnahmen, die zu deren Steigerung führen werden vorgestellt. Dazu werden Verweise zu den Abschnitten in dieser Arbeit gegeben, in denen die einzelnen Maßnahmen näher untersucht werden.

Die spezifische volumetrische Leistungsdichte P' eines Elektromotors wird als abgegebene mechanische Leistung im Dauerbetrieb (S_1) bezogen auf das Bauvolumen definiert.

$$P' = \frac{P_{\text{mech},S_1}}{V} \quad (2.1)$$

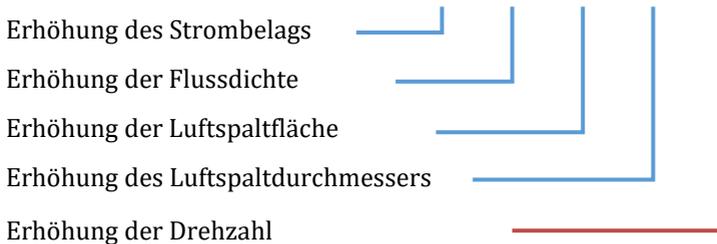
Es wird die Dauerleistung als Vergleichsgröße herangezogen, da die Spitzenleistung bei hinreichend kurzer Einschaltdauer nur von der bereitgestellten Umrichterscheinleistung bestimmt wird. Die Materialkosten und die Handhabungskosten in der Fertigung werden vom Gewicht der Maschine bestimmt. Die spezifische gravimetrische Leistungsdichte ist ein gutes Maß dafür:

$$p' = \frac{P_{\text{mech},S_1}}{m} \quad (2.2)$$

Häufig wird auch der Kehrwert davon, das Leistungsgewicht, angegeben. Aus der Definition der mechanischen Leistung ergeben sich die technischen Möglichkeiten, die Leistung zu steigern.

2 Systematik zur Steigerung der Leistungsdichte

$$P_{\text{mech}} = M \cdot \Omega \sim A \cdot \hat{B}_{\delta,1} \cdot S_{\delta} \cdot D_i \cdot n \quad (2.3)$$



Der Strombelag A gibt die Durchflutung bezogen auf den Umfang am Luftspalt an. Für das Grundwellenmoment ist die Grundwellenamplitude der Luftspaltflussdichte $\hat{B}_{\delta,1}$ maßgebend. Der resultierende Drehschub ergibt, über die Luftspaltfläche S_{δ} integriert, die Tangentialkraft, die am Durchmesser D_i das Drehmoment M erzeugt. Aus der Multiplikation mit der Drehzahl n , die der Winkelgeschwindigkeit Ω proportional ist, folgt die mechanische Leistung P_{mech} . Weiteren Einfluss auf die Leistung hat der Wickelfaktor ξ , der das Verhältnis von geometrischer Addition zu arithmetischer Addition der Felderregungen der einzelnen Spulen eines Wicklungsstrangs angibt. Er nimmt maximal den Wert 1 an.

Die Faktoren aus Gleichung (2.3) werden in Abbildung 2.1 (S. 9) aufgegriffen und in eine Systematik eingeordnet. Die linke Hälfte greift die das Drehmoment bestimmenden Faktoren auf und nennt Möglichkeiten, die einzelnen Faktoren zu erhöhen. Der rechte Teil führt Zusammenhänge auf, die aus dem Betrieb bei hoher Drehzahl folgen und die bei der Auslegung beachtet werden müssen. In den folgenden Abschnitten werden die in der Systematik genannten Punkte aufgegriffen.

2.1 Erhöhtes Drehmoment

Für eine hohe Luftspaltflussdichte kann die Erregung durch den Einsatz von mehr und von höherwertigerem Magnetmaterial oder höherer Erregerleistung gesteigert werden. Beides ist mit Kosten für die E-Maschine oder für das Gesamtsystem verbunden. Die Grenze ist durch

2 Systematik zur Steigerung der Leistungsdichte

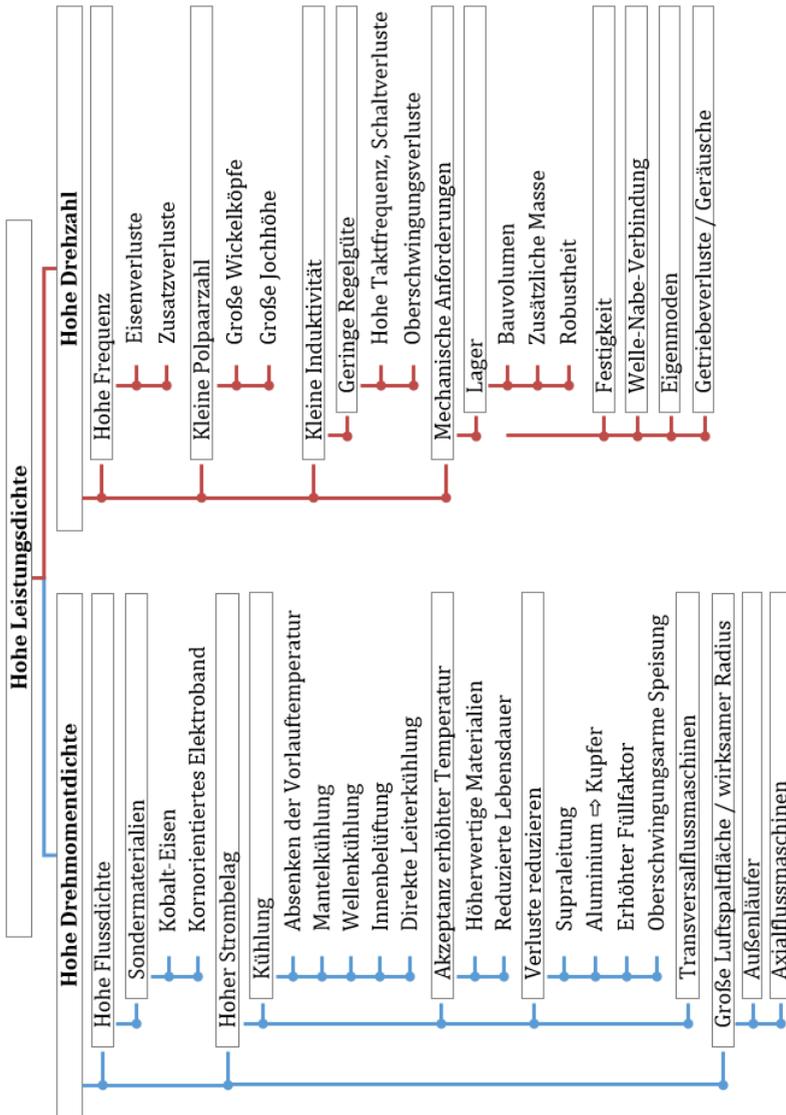


Abbildung 2.1: Systematik der Möglichkeiten zum Erhöhen der Leistungsdichte

2 Systematik zur Steigerung der Leistungsdichte

die Sättigung des Magnetkreises gegeben. Mit teuren Sondermaterialien wie Kobalt-Eisen oder kornorientierten Blechen kann die Grenze angehoben werden (Abs. 4.3, S. 71).

Durch Erhöhen der Stromdichte wird ein höherer Ankerstrombelag erreicht. Dabei entstehen zusätzliche Verluste die durch Verbessern des Kühlsystems abgeführt werden müssen (Abs. 4.1, S. 56). Durch Absenken der Kühlmitteltemperatur können weitere Verluste abgeführt werden (Abs. 8.4.2, S. 190). Wenn beides nicht möglich ist, kann mit dem Einsatz von höherwertigem Isolationsmaterial eine höhere Wicklungstemperatur zugelassen werden. In vielen Anwendungen der Traktionsantriebe erreicht das Fahrzeug das Ende seiner Lebensdauer, bevor das Isolationssystem versagt. Darin liegt eine thermische Reserve, die genutzt werden kann, die Wicklungstemperatur zu erhöhen, ohne höherwertige Materialien einzusetzen (Abs. 4.2, S. 66). In jedem Fall führt die höhere Wicklungstemperatur zu höheren Verlusten und somit zu geringeren Wirkungsgraden im Betrieb und zu geringerer Reichweite im Fahrzyklus.

Für die Wicklungen elektrischer Maschinen wird fast ausschließlich Kupfer eingesetzt. Unter normalen Bedingungen hat nur Silber einen höheren Leitwert. Der Vorteil von nur etwa 10 % rechtfertigt den Einsatz bei wesentlich höheren Materialkosten jedoch nicht. Bei Supraleitung wird der Gleichstromwiderstand der verwendeten Materialien Null, die Eigenschaft wird bei Kühlung auf tiefe Temperaturen $< 140 \text{ K}$ erreicht. Mit einigen großen Maschinen wurden Entwicklungen bis in die Feldtestphase geführt. Bisher ausgeführte Anwendungen sind Schiffsantriebe, Wind- und Wasserkraftgeneratoren [25][26][27]. Bekannte Anwendungen im Leistungsbereich von PKW-Traktionsantrieben haben eher Forschungscharakter. Es werden sehr hohe Leistungsdichten bis 16 kW/kg in Aussicht gestellt [28][29]. Von Sumitomo / Toyota wurde ein Versuchsfahrzeug aufgebaut, das bis 80 km/h erreicht hat [30]. In dieser Arbeit wird der Ansatz nicht weiter verfolgt.

Für Asynchronmaschinen hat sich in der industriellen Fertigung Aluminium als Material für den Läuferkäfig durchgesetzt. Der Leitwert

von Kupfer ist etwa 50 % höher als der von Aluminium. Daher wird in einigen Anwendungsfeldern, z. B. bei Wirkungsgradmotoren und bei Pumpen, Kupferdruckguss als Käfigmaterial in der Serienfertigung eingesetzt [31][32][33] (Abs. 4.3, S. 71).

Zusätzliche Oberwellenverluste in der Maschine werden durch einen geringen Oberschwingungsgehalt der speisenden Leistungsquelle vermieden. Die Zusatzverluste treten in der Statorwicklung, im Eisenkreis, an den Oberflächen des Luftspalts und in den Permanentmagneten oder im Käfig des Rotors auf (Abs. 3.2.2, S. 21 und Abs. 8.4.1, S.187).

Höheres Drehmoment ist auch durch eine größere Luftspaltfläche oder einen größeren aktiven Radius des Luftspalts erreichbar. Das wird durch andere Bauweisen von E-Maschinen ausgenutzt. Außenläufer-Radialflussmaschinen eignen sich für den Einsatz als Radnabenmotoren. Axialflussmaschinen bieten Vorteile, wenn der Bauraum in axiale Richtung und in der radialen Höhe begrenzt ist, so wie es bei getriebeintegrierten Hybridantrieben der Fall ist [E4]. Bei Transversalflussmaschinen sind der magnetische Kreis und die stromführenden Wicklungen in Bezug zum Luftspalt und zur Bewegungsrichtung vertauscht angeordnet. Sie werden hochpolig ausgeführt und durch die Anordnung der Wicklung ist ein hoher Strombelag erreichbar [34] (Abs. 4.4, S. 77).

2.2 Hohe Drehzahl

Mit dem Ansatz, die Leistungsdichte durch hohe Drehzahl zu steigern, treten Effekte auf, denen Aufmerksamkeit geschenkt werden muss. Die Auswirkungen sind nicht auf die E-Maschine beschränkt, sondern betreffen den gesamten Antriebsstrang. Hohe Drehzahl ist verknüpft mit hoher Frequenz der Grundwelle. Die hohe Frequenz verursacht erhöhte Verluste im Eisenkreis der Maschine (Abs. 3.2, S. 19 und 8.2.2, S. 164). Zusätzliche Verluste entstehen auch in der Wicklung, den Permanentmagneten, dem Läuferkäfig, an den Oberflächen des Luftspalts

2 Systematik zur Steigerung der Leistungsdichte

und in benachbarten mechanischen Bauteilen (Abs. 3.2.2, S. 21). Das sind z. B. das Gehäuse, die Lagerschilde und die Welle. Bei der Wahl der Polpaarzahl muss zwischen Vor- und Nachteilen abgewogen werden. Eine kleine Polpaarzahl ist mit großen Wickelköpfen und großer Jochbreite verbunden. Eine hohe Polpaarzahl führt zu einer höheren Grundfrequenz mit entsprechenden Verlusten.

E-Maschinen hoher Drehzahl haben bei gegebener Zwischenkreisspannung vergleichsweise kleine Strangimpedanzen. Kleine Induktivitäten führen, in Zusammenhang mit der Pulsweitenmodulation des Wechselrichters, zu verstärkten Stromrippeln. Die Folge sind erhöhte zusätzliche Hochfrequenzverluste in der Maschine (Abs. 3.2.2, S. 26). Die größere Stromanstiegsgeschwindigkeit bedingt außerdem eine schlechtere Regelgüte und dadurch weitere Verluste. Als Ausgleich kann die Taktfrequenz des Wechselrichters erhöht werden. Damit steigen die Schaltverluste im Frequenzumrichter, sodass ein Teil der Verluste innerhalb des Systems verschoben wird.

Neben der elektrischen Seite steigen auch die mechanischen Anforderungen bei der Entwicklung eines Hochdrehzahl-Antriebsstrangs. Für die Lagerung muss ein angemessener Lösungsweg gefunden werden (Abs. 7.2, S. 118). Wenn die Grenzen klassischer fettgeschmierter Rillenkugellager erreicht sind, werden ölgeschmierte Lager oder Hochgenauigkeitslager (Spindellager) eingesetzt. Der Aufwand für die Konstruktion und der Anspruch an die Fertigungsgenauigkeit steigt dabei und ist mit höheren Kosten verbunden.

Gleitlager sind unempfindlich gegen Stöße und Erschütterungen und wirken schwingungs- und geräuschkämpfend. Sie erreichen als hydrodynamische oder hydrostatische Lager hohe Umfangsgeschwindigkeiten. Bei hydrodynamischen Gleitlagern führen Wechselbelastungen mit häufigen Start-Stopp-Vorgängen zu erhöhten Reibverlusten, Verschleiß und frühzeitigem Ausfall. Für hydrostatische Lagerungen ist ein zusätzlicher Aufwand für Ölpumpen, Dichtungen und Regelung notwendig [35].

2 Systematik zur Steigerung der Leistungsdichte

Für höchste Drehzahlen kommen Magnetlagerungen zum Einsatz. Die Steifigkeit und die Dämpfung sind durch die Lageregelung einstellbar [36]. Der konstruktive Aufwand und der Bauraumbedarf sind jedoch sehr groß. Nach [37] wird annähernd der doppelte Bauraum benötigt.

Weitere Anforderungen ergeben sich wegen der Zentrifugalkräfte an die Festigkeit der rotierenden Bauteile (Abs. 7.5, S. 133). Darunter fällt auch die Welle-Nabe-Verbindung, bei der sichergestellt sein muss, dass sich das Rotorpaket nicht von der Welle abhebt (Abs. 7.5.2, S. 141). Durch Modalanalysen muss überprüft werden, ob keine Eigenmoden des Systems im Betriebsbereich der Maschine liegen. Schließlich entstehen auch im Getriebe eines schnell drehenden Antriebsstrangs erhöhte Verluste und es kann zu vermehrter Geräuschbildung kommen.

Nachdem bis hierher die Einflussgrößen zur Steigerung der Leistungsdichte systematisch herausgearbeitet wurden, beschreibt das folgende Kapitel die Methoden mit denen in dieser Arbeit die Maschinen ausgelegt werden und hinsichtlich ihrer Leistungsdichte bewertet werden.

2 Systematik zur Steigerung der Leistungsdichte

3 Methoden

Dieses Kapitel beschreibt die Methoden, nach denen in dieser Arbeit die elektrischen Maschinen ausgelegt, bewertet und konstruiert werden. Die verwendeten Methoden werden ausführlich dargestellt, da sie entscheidenden Einfluss auf den Erfolg der Arbeit haben. Bei fehlerhafter Auslegung werden die angestrebten Ziele mit den Versuchsmaschinen nicht erreicht. Für einen zuverlässigen Vergleich unterschiedlicher Varianten müssen die elektromagnetische, die mechanische und die thermische Auslegung gemeinsam betrachtet werden.

Der erste Abschnitt beschreibt die Kennfeldberechnung, aus der die Grenzkennlinien und die Wirkungsgrade der Maschine bestimmt werden. Die Methoden, nach denen die Eisen- und Zusatzverluste berechnet werden, beschreibt Abschnitt 3.2.

Abschnitt 3.3 vergleicht Methoden zur Berechnung von Reib- und Luftverlusten aus unterschiedlichen Literaturquellen miteinander.

Für die thermische Berechnung wird im vierten Abschnitt ein thermisches Modell entwickelt. Mit dem Modell wird beurteilt, ob die geforderten Arbeitspunkte im Kurzzeitbetrieb und im Dauerbetrieb erreicht werden, ohne die Maximaltemperaturen zu überschreiten.

Schließlich beschreibt Abschnitt 3.5 die Methoden, die bei der mechanischen Festigkeitsrechnung angewendet werden, und gibt die Materialeigenschaften an, die dafür angenommen werden.

3.1 Elektromagnetische Kennfeldberechnung

Die Anforderungen an einen Traktionsantrieb sind über den gesamten Drehzahlbereich verteilt definiert. Bei einem Schaltgetriebe sind durch die Anzahl der Gänge und deren Übersetzungen zwei weitere Freiheitsgrade gegeben. Daher genügt es nicht, einzelne Betriebspunkte der Maschine zu berechnen. Es muss für jede Auslegung das gesamte Kennfeld der Maschine berechnet werden. Das Kennfeld liefert die Drehzahl- und Drehmomentgrenzen der Maschine bei den von der

3 Methoden

Leistungselektronik bereitgestellten Strom- und Spannungsgrenzen. Die Verluste der Maschine werden getrennt nach Eisenverlusten, Stromwärmeverlusten und mechanischen Verlusten und nach dem Ort ihres Entstehens ermittelt.

Die Berechnung erfolgt mithilfe eines am Elektrotechnischen Institut entwickelten Berechnungswerkzeugs in mehreren Schritten. Zunächst wird durch Finite Elemente Berechnungen ein drehzahlunabhängiges Kennfeld der Flussverkettung über den zulässigen Strombereich berechnet. Das Flussverkettungskennfeld gibt das Sättigungsverhalten der Maschine wieder. Aus den gleichen Berechnungen wird, wie in Abschnitt 3.2 beschrieben, ein Kennfeld der Eisenverluste als Funktion der Magnetisierung und der Drehzahl ermittelt.

Mit den Flussverkettungskennfeldern und den Eisenverlustkennfeldern werden die weiteren Berechnungen in einem analytischen Grundwellenmodell durchgeführt. Mit dem Modell werden anhand der Maschinengleichungen das Drehmoment und die Klemmenspannung als Funktion des Stroms, der Flussverkettungen und der Drehzahl berechnet. Ein Optimierungsalgorithmus ermittelt hieraus für jede Drehzahl das erreichbare Maximalmoment unter den gegebenen Strom- und Spannungsrandbedingungen. Unterhalb der so ermittelten Grenzkennlinie wird für jeden Betriebspunkt in der Drehzahl-Drehmoment-Ebene die Ansteuerung für den maximalen Wirkungsgrad ermittelt. Für die Berechnungen dieser Arbeit wurden die Programme Flux2D aus dem Altair HyperWorks Paket (Altair Engineering Inc.) und Matlab (The MathWorks Inc.) verwendet.

Permanentmagneterregte Synchronmaschinen

Die Berechnung der Flussverkettungskennfelder unterscheidet sich abhängig vom Maschinentyp: Synchron- oder Asynchronmaschine. Die Maschinengleichungen der Synchronmaschinen werden im rotorfesten d/q-Koordinatensystem beschrieben [38]. Mit der mechanischen Position des Rotors ist die Lage der d-Achse bekannt. Die d- und q-Komponenten der Statorströme können in der Finite Elemente Analyse (FEA) direkt eingepreßt werden. So werden die Flussverkettungen in Richtung der

d- und der q-Achse als Funktion der d- und q-Stromkomponenten ermittelt. Ein mögliches Verfahren dazu ist am Beispiel von stromerregten Synchronmaschinen in [P2] beschrieben. In dieser Arbeit werden keine stromerregten Synchronmaschinen betrachtet. Die Flussverkettung von PSM lässt sich analog zu dem darin beschriebenen Verfahren berechnen, indem die variable Felderregung durch die von den Permanentmagneten erzeugte Flussverkettung Ψ_{PM} ersetzt wird. Mithilfe der Maschinengleichungen wird in der analytischen Berechnung das innere Drehmoment M_i aus den Flussverkettungen und den Strömen berechnet.

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_d I_q - \Psi_q I_d) \quad (3.1)$$

Im Grundwellenmodell werden nur stationäre Betriebspunkte betrachtet. Die Klemmenspannungen werden abhängig von der Drehzahl ermittelt.

$$U_d = R_1 I_d - \Omega_s \cdot \Psi_q \quad (3.2)$$

$$U_q = R_1 I_q + \Omega_s \cdot \Psi_d \quad (3.3)$$

Die Finite Elemente Berechnungen werden bei Synchronmaschinen als transient-magnetische Zeitschrittrechnungen durchgeführt.

Asynchronmaschinen

Bei Asynchronmaschinen ist die Lage des Rotorflusses nicht an die mechanische Position des Rotors gekoppelt und der Betrag nicht konstant. Aus den Momentanwerten der Klemmenströme oder -spannungen und der Drehzahl kann die Lage der Raumzeiger berechnet werden. Damit können die d- und q-Stromkomponenten eingepreßt werden [34][35]. Das Verfahren bedeutet jedoch sehr hohen Aufwand, wenn es in der FEA angewendet wird. Es muss dafür in einem Zeitschrittverfahren mit hoher Auflösung gerechnet werden. Sehr viel einfacher kann die Asynchronmaschine mit dem von Winzer [41] vorgestellten Verfahren charakterisiert werden. Damit ist es möglich, die Maschine in magnetisch-harmonischen Finite Elemente Berechnungen zu analysieren und damit einen erheblich reduzierten Zeitaufwand zu

3 Methoden

erreichen. Winzer zeigt, dass die Flussverkettung bei der Asynchronmaschine vollständig in der Statorstrom-Rotorfrequenz-Ebene beschrieben werden kann. Beide Größen, Statorstrom I_s und Rotorfrequenz f_R , werden in der magnetisch-harmonischen FEA direkt als Parameter vorgegeben. Es braucht kein Einschwingvorgang berücksichtigt werden und es ist keine hohe zeitliche Auflösung nötig. Die Phasenspannungen der Maschine werden aus dem Strom, der Flussverkettung und der Drehzahl berechnet

$$\underline{U}_S = R_1 \underline{I}_S + j \Omega_S \underline{\Psi}_S \quad (3.4)$$

Der Raumzeiger des Statorstroms wird in der realen Achse definiert. Dann ist das Drehmoment

$$M_i = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot I_s \cdot \Im\{\underline{\Psi}_S\} \quad (3.5)$$

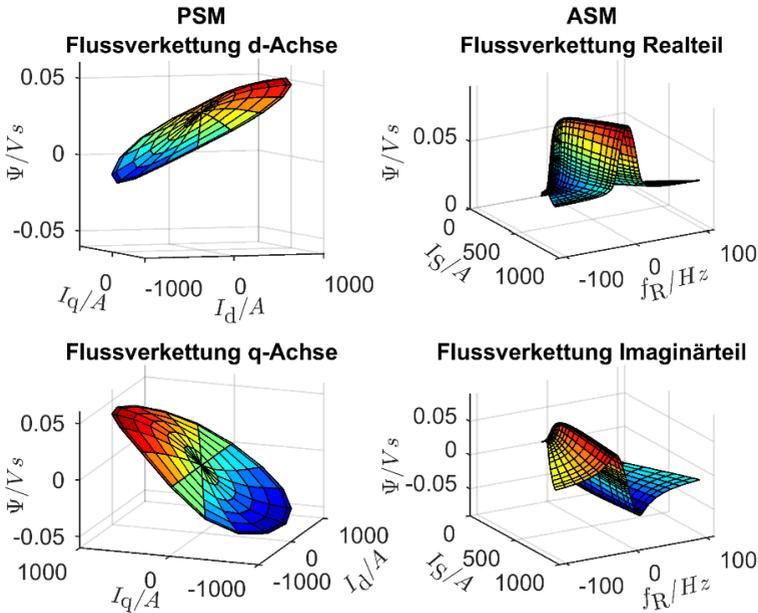


Abbildung 3.1: Flussverkettungen aus der Finite Elemente Analyse für die Kennfeldberechnung.

Die in der FEA berechneten Flussverkettungen sind in Abbildung 3.1 beispielhaft für zwei typische Maschinen dargestellt. Die Flussverkettung der PSM ist in d- und q-Komponenten aufgeteilt über der I_d - I_q -Ebene aufgetragen. Die Flussverkettung der Asynchronmaschine ist in Real- und Imaginärteil aufgeteilt über der I_S - f_R -Ebene aufgetragen. Die Sättigung des Magnetkreises ist an der Krümmung der Ebenen in Richtung steigender Stromamplituden erkennbar.

3.2 Berechnung der Eisen- und Zusatzverluste

Neben den Stromwärmeverlusten sind die Eisenverluste der größte Verlustanteil in der Maschine. In der elektromagnetischen Auslegung werden die Eisenverluste nach der Methode von Bertotti berechnet.

3.2.1 Berechnung der Grundwellen-Eisenverluste

Bertotti schlägt eine Aufteilung der Eisenverluste in Hysterese-, klassische Wirbelstrom- und Zusatzverluste² vor [42]

$$P_{\text{Fe}} = k_h \hat{B}^2 f + \frac{\pi^2 \sigma d^2}{6} (\hat{B} f)^2 + 8,67 k_{\text{exc}} (\hat{B} f)^{1,5} \quad (3.6)$$

Bei der transient-magnetischen FEA treten in jedem Element unterschiedliche zeitliche Verläufe der Flussdichte auf. Die Eisenverlustanteile werden in jedem Zeitpunkt aus der zeitlichen Ableitung der Flussdichte berechnet.

$$P_{\text{Fe}}(t) = k_h \hat{B}^2 f + \frac{\sigma d^2}{12} \left(\frac{\Delta B(t)}{\Delta t} \right)^2 + k_{\text{exc}} \left(\frac{\Delta B(t)}{\Delta t} \right)^{1,5} \quad (3.7)$$

In beiden Fällen können wegen der Aufteilung der Verlustanteile die Verluste von einer Frequenz auf jede andere Frequenz umgerechnet werden. Voraussetzung dafür ist, dass die magnetischen Verhältnisse der

² Zur besseren Unterscheidung zu anderen Zusatzverlusten wird der englischsprachige Vorsatz Excess beibehalten.

3 Methoden

beiden Arbeitspunkte bei den unterschiedlichen Frequenzen identisch sind.

$$P_{\text{Fe}}(AP_2) = P_{\text{hyst},AP_1} \left(\frac{f_{S,AP_2}}{f_{S,AP_1}} \right) + P_{\text{class},AP_1} \left(\frac{f_{S,AP_2}}{f_{S,AP_1}} \right)^2 + P_{\text{exc},AP_1} \left(\frac{f_{S,AP_2}}{f_{S,AP_1}} \right)^{1,5} \quad (3.8)$$

Darin stehen AP_1 und AP_2 für zwei magnetisch gleichwertige Arbeitspunkte unterschiedlicher Drehzahl. Aus der Beziehung können die Eisenverluste für den ganzen Betriebsbereich einer Maschine berechnet werden.

Die Eisenverluste werden in der FEA bei konstanter Drehzahl berechnet. Die Verlustkomponenten in Abbildung 3.2 zeigen beispielhaft die Verlustkoeffizienten einer typischen Maschine in der I_S - f_R -Ebene. Die Verlustwerte gelten für $\omega_s = 1$ Hz. In der Kennfeldberechnung werden die normierten Verlustanteile nach Gleichung (3.8) für jeden Arbeitspunkt auf die jeweils berechnete Statorfrequenz umgerechnet. Abbildung 3.3

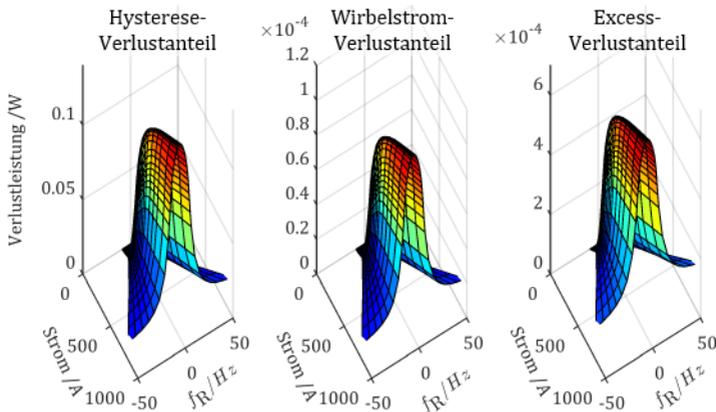


Abbildung 3.2: Rohdaten der Stator-Eisenverlustanteile einer Asynchronmaschine als Funktion des Statorstroms und der Rotorfrequenz. Einzelkomponenten nach Bertotti normiert auf $\omega_s = 1$ Hz.

zeigt das Ergebnis der Eisenverlustberechnung einer Kennfeldberechnung. Dargestellt sind die Verlustanteile und die Summe der Eisenverluste aus der magnetisch-harmonischen Kennfeldberechnung einer Asynchronmaschine. Bei niedrigen Drehzahlen dominieren die Hystereseverluste. Mit zunehmender Drehzahl steigen die Wirbelstromverluste, wegen derer quadratischen Abhängigkeit von der Frequenz, schnell an.

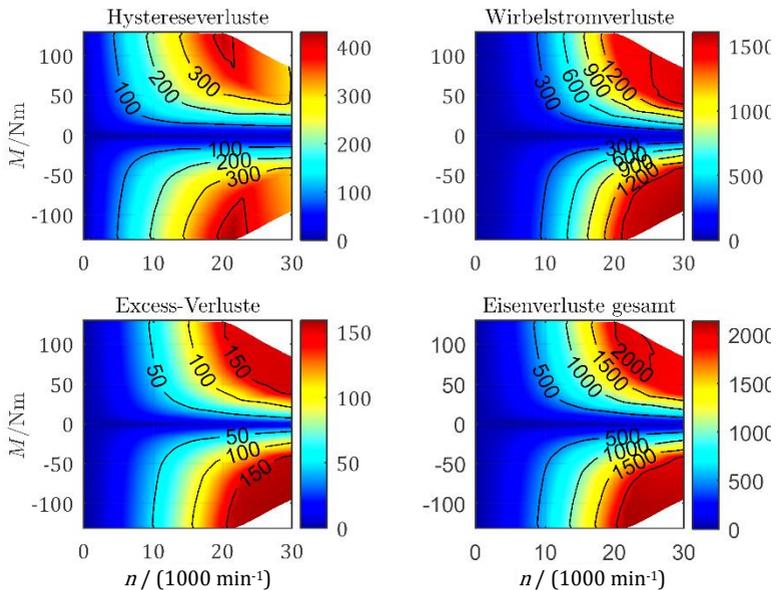


Abbildung 3.3: Eisenverluste aus der magnetisch-harmonischen Kennfeld-Berechnung aufgeteilt nach Verlustart.

3.2.2 Zusatzverluste durch Oberfelderscheinungen

In diesem Abschnitt werden zunächst Verlustanteile betrachtet, die bei Speisung mit sinusförmigem Strom durch die treppenförmige Felderregerkurve im Luftspalt, durch Sättigungseffekte und durch Flusspulsation aufgrund der Nutung hervorgerufen werden. Diese Verluste sind in den einschlägigen Normen zur Bestimmung des

3 Methoden

Wirkungsgrads elektrischer Maschinen teilweise in den Leerlauf-Eisenverlusten enthalten, teilweise werden sie als lastabhängige Zusatzverluste in unterschiedlichen Verfahren bestimmt. Am Ende des Abschnitts werden durch Berechnungen mit getakteter Speisespannung die zusätzlichen Hochfrequenzverluste berechnet, die bei Betrieb am Frequenzumrichter mit Pulsweitenmodulation auftreten.

Bei der Berechnung der Asynchronmaschine in der magnetisch-harmonischen FEA werden nur die Verluste im Eisenkreis berücksichtigt, die in den einzelnen Elementen entstehen, wenn die Flussdichte mit der in dem Element berechneten Amplitude mit der Grundfrequenz der Speisespannung pulsiert. Da in der Realität die Flussdichte in jedem Element durch die oben aufgeführten Effekte mit zeitlichen Oberschwingungen pulsiert, sind die tatsächlichen Verluste höher als in der magnetisch-harmonischen Berechnung ermittelt. Für eine genauere Berechnung müssen auch für Asynchronmaschinen Zeitschritt-berechnungen in der FEA durchgeführt werden. Die Genauigkeit des Verfahrens hängt von der gewählten Schrittweite ab. Hochfrequente Oberschwingungsanteile können nur richtig berücksichtigt werden, wenn eine ausreichende Anzahl Berechnungsschritte pro Periode der Oberschwingung ausgeführt werden.

Zusatzverluste im Eisenkreis

In Abbildung 3.4 werden die Ergebnisse der magnetisch-harmonischen Berechnung mit Ergebnissen transient-magnetischer Berechnungen verschiedener Abtastraten verglichen. Die Abtastrate wird als Anzahl der Berechnungsschritte pro Periode der Grundwelle angegeben. Die Werte geben jeweils die Summen der Verlustanteile von Stator und Rotor wieder. Die Werte der höherfrequenten Verlustanteile der klassischen Wirbelstromverluste nehmen mit zunehmender Abtastrate zu, da sie besser abgebildet werden. Aus dem Ergebnis folgt, dass weitere transiente Berechnungen erforderlich sind, um die Beiträge der Oberfeldverluste auf den Wirkungsgrad und auf die Erwärmung der Maschine zu berücksichtigen.

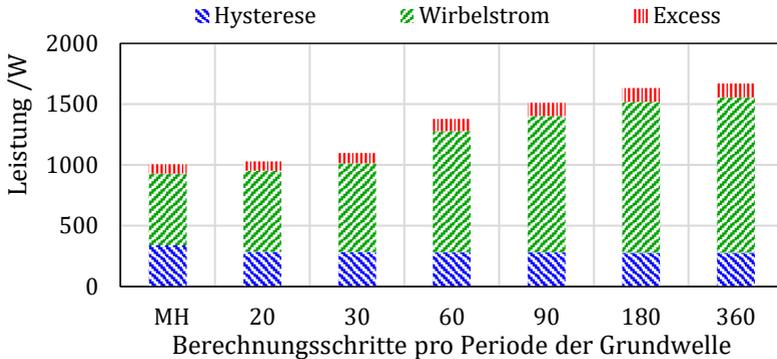


Abbildung 3.4: Eisenverlustkomponenten abhängig von der Abtastung und bei magnetisch-harmonischer Berechnung.
 AP: $n = 10.000 \text{ min}^{-1}$ | $I_{\text{eff}} = 900\text{A}$; $f_R = 6,97 \text{ Hz}$

Kennfelder der Eisenverlustanteile als Funktion des Statorstroms und der Rotorfrequenz

Die transient-magnetische Eisenverlustberechnung soll nun für alle Betriebspunkte einer Asynchronmaschine durchgeführt werden. Wegen der langwierigen Berechnungszeit werden nicht alle Stützstellen der harmonischen Berechnung transient berechnet. Die Stützstellen der harmonischen Berechnung aus Abschnitt 3.1 sind in Abbildung 3.5 als Punkte in der I_s - f_R -Ebene aufgetragen. Aus der harmonischen Kennfeldberechnung sind die Arbeitspunkte bekannt, die durch die Optimierungsrechnung für den gesamten Betriebsbereich der Maschine ausgewählt wurden. Die Arbeitspunkte sind in Abbildung 3.5 als Kreise markiert. Für die transient-magnetische Berechnung wird dieser Bereich durch eine Matrix mit 6×4 Stützstellen abgedeckt. Die Stützstellen sind in Abbildung 3.5 als rote Rauten dargestellt. Alle Arbeitspunkte werden mit fester Statorfrequenz ω_s berechnet.

Nach dem Lösen der transienten FEA an den gewählten Arbeitspunkten werden die Eisenverlustanteile nach Gleichung (3.7) berechnet. Aus den berechneten Stützstellen werden Interpolationen auf den gesamten benötigten I_s - f_R -Bereich gebildet.

3 Methoden

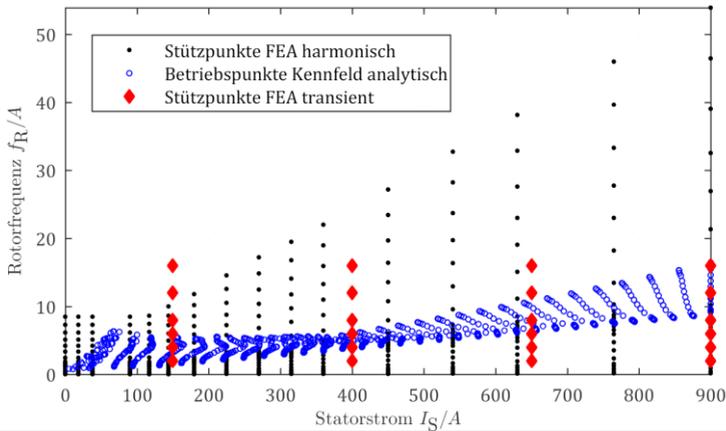


Abbildung 3.5: Arbeitspunkte in der I_S - f_R -Ebene mit Definitionsbereich der harmonischen Berechnung der Flussverkettung (Abschnitt 3.1), Ergebnisraum der analytischen Kennfeldoptimierung und Definitionsbereich der transient-magnetischen Berechnung der Verluste durch Oberfelder.

Die Interpolationen der Verlustkomponenten sind in Abbildung 3.6 den Ergebnissen aus der harmonischen Berechnung gegenüber gestellt. Der Einfluss der Oberfelder macht sich beim Wirbelstromanteil der Eisenverluste am deutlichsten bemerkbar. In den Rohdaten sind die Werte um das Drei- bis Fünffache größer als in der harmonischen Berechnung. Es entspricht der Erwartung, dass die Wirbelstromverluste durch die harmonischen Feldanteile erhöht sind.

Die Hystereseverluste sind von den Oberfeldern nicht beeinflusst, solange deren Amplitude nicht so groß ist, dass der Gradient der Flussdichte innerhalb einer Periode kurzzeitig das Vorzeichen wechselt, sogenannte Minor-Loops entstehen. In der Berechnung sind die transient berechneten Hystereseverluste dennoch erhöht gegenüber den harmonisch berechneten. Die Abweichung kann durch numerische Fehler, insbesondere in der Vernetzung des Luftspalts, begründet werden. Weitere Abweichungen können durch die Eisenverlustkoeffizienten des Elektrobands entstehen. Die Koeffizienten werden aus Messungen mit sinusförmiger Einspeisung bei variabler Frequenz gewonnen, wobei die

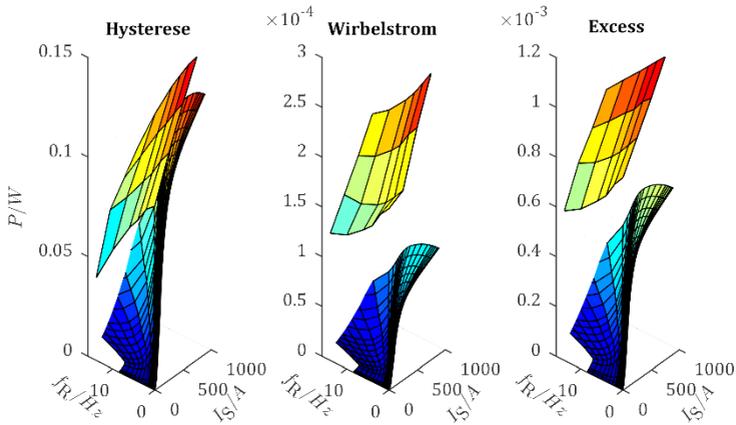


Abbildung 3.6: Vergleich der Rohdaten von Eisenverlustkoeffizienten normiert auf $\omega_s = 1$ Hz. Die Ebenen der Verluste aus der transienten Berechnung liegen oberhalb der Verluste der harmonischen Berechnung.

Aufteilung in die Komponenten der Verlustanteile durch Näherungen erzielt werden.

Eisenverlustanteile im Betriebsbereich der Maschine

Mit den Verlustkennfeldern der transienten Berechnung werden die Verluste in allen Arbeitspunkten des Drehzahl-Drehmoment-Kennfelds der Maschine neu berechnet. Die Eisenverluste im Stator werden nach Gleichung (3.8), abhängig von Statorstrom I_s , Rotorfrequenz f_R und Statorfrequenz ω_R , auf die Statorfrequenzen der Arbeitspunkte umgerechnet. Die Hystereseverluste im Rotor sind nur von der Rotorfrequenz abhängig und gegenüber den übrigen Verlusten verschwindend gering. Die Wirbelstrom- und Excess-Verluste im Rotor werden entsprechend der Drehzahl umgerechnet. Ein Vergleich der Eisenverlustberechnung in Abbildung 3.7 mit den Ergebnissen der harmonischen Berechnung (Abbildung 3.3) zeigt den Einfluss der Oberfelder. Die Eisenverluste erreichen bei der transienten Berechnung bis zu 5-fach höhere Werte, als bei der harmonischen Berechnung. Den Hauptteil tragen daran die Wirbelstromverluste.

3 Methoden

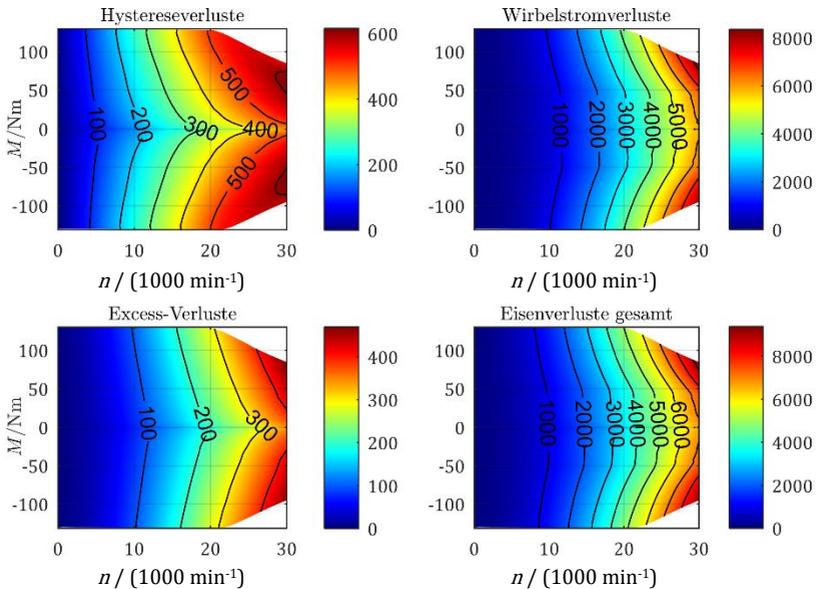


Abbildung 3.7: Ergebnis einer Kennfeldberechnung mit Eisenverlustanteilen aus der transient-magnetischen Berechnung.

Wirbelströme in den Rotorstäben

Die Oberfelder verursachen in den Rotorstäben weitere Zusatzverluste durch Wirbelströme. Zur Veranschaulichung wird der Arbeitspunkt nach Tabelle 3 in einer in einer magnetisch-harmonischen Berechnung und in einer transienten Zeitschrittrechnung simuliert. Die Abtastrate der transienten Analyse beträgt 360 Berechnungsschritte pro Periode der Grundwelle.

Tabelle 3: Arbeitspunkt für die Berechnung von Stromdichten im Rotorstab

Drehzahl	10.000 min^{-1}
Drehmoment	113 Nm
Statorstrom (Effektivwert)	900 A
Rotorfrequenz	6,97 Hz
Stromdichte (Mittelwert im ausgewählten Rotorstab)	-20,6 A/mm^2

Die transiente Berechnung zeigt, dass dem Grundwellenstrom im Stab ein Wirbelstrom großer Amplitude überlagert ist. Die harmonische Berechnung kann den Sachverhalt nicht nachbilden. Abbildung 3.8 zeigt den Unterschied zwischen den Berechnungsarten. Die angegebenen Werte der transienten Berechnung sind die Momentanwerte der Stromdichten in einem Zeitschritt. Die Werte der harmonischen Berechnung sind die Realteile der Stromdichten bei der gewählten Phasenlage. Die berechneten Stromdichten eines Rotorstabs sind als Höhenprofil über dem Querschnitt des Stabs aufgetragen. Der Zeitschritt und die Phasenlage der Darstellungen wurden so gewählt, dass die Mittelwerte der Stromdichten in beiden Berechnungen identisch sind. Im linken Diagramm sind die Stromdichteverteilungen beider Berechnungen aufgetragen. Im Fall der transienten Berechnung fließt in Teilen der Nut der Strom entgegen der Grundwellenstromrichtung, benachbart dazu ist die Stromdichte gegenüber dem Mittelwert erhöht. Dem Stabstrom ist ein Wirbelstrom hoher Amplitude überlagert. Im berechneten Beispiel ist die Differenz zwischen dem auftretenden Maximal- und Minimalwert zum dargestellten Zeitpunkt $J_{Pk-Pk} = 253 \text{ A/mm}^2$. Gegenüber dem Mittelwert

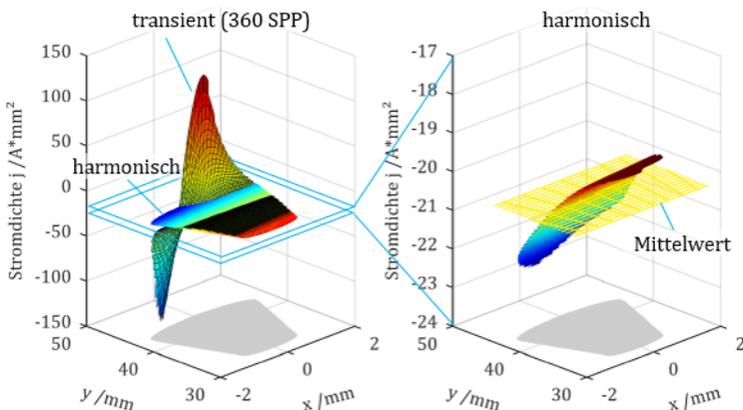


Abbildung 3.8: Stromdichteverteilung in einem Rotorstab, transient, 360 Schritte/Periode der Grundwelle und harmonisch. Gleicher Arbeitspunkt und Phasenlage. Links: beide Stromdichteverteilungen, rechts: Vergrößerung der harmonischen Berechnung mit Mittelwert.

3 Methoden

sind die Stromwärmeverluste pro Volumen an den Extrempunkten mehr als 30-fach erhöht. Im Gegensatz dazu ist die in der harmonischen Analyse berechnete Stromdichte sehr homogen. Das rechte Diagramm zeigt die Stromdichteverteilung der harmonischen Rechnung in einem vergrößerten Achsenabschnitt. In Richtung der Oberseite der Nut, zum Luftspalt hin, nimmt der Betrag der Stromdichte durch die Stromverdrängung zu.

Summe der Zusatzverluste bei sinusförmigen Strömen

Mit der Anzahl der Berechnungsschritte nimmt auch die Rechenzeit zu. Zusätzlich muss bei der transienten Berechnung der Asynchronmaschine einige Perioden Einschwingvorgang für den Aufbau der Rotorströme vorgesehen werden. In Abbildung 3.9 sind die in einem Arbeitspunkt berechneten Eisenverluste als Funktion der Abtastung aufgestellt. Die Verluste sind im linken Diagramm nach Regionen aufgeteilt. Die im vorherigen Abschnitt beschriebenen Wirbelstromverluste in den Rotorstäben sind zusätzlich dargestellt. Im Statorjoch ändern sich die berechneten Verluste ab etwa 30 – 60 Schritten pro Periode nicht mehr. In den Regionen die näher am Luftspalt liegen, wird eine höhere Abtastrate für eine genauere Berechnung benötigt. Die Zunahme der Verluste ist, bei Erhöhung der Abtastrate von 180 Schritte auf 360 Schritte pro Periode, in allen Regionen nur noch gering. Das rechte Diagramm in Abbildung 3.9 zeigt die Eisen- und Zusatzverluste und die benötigte Rechenzeit³. Die Rechenzeit beinhaltet die Zeit zum Lösen der FEA Simulation und für das Postprocessing. Der Einschwingvorgang ist nicht darin enthalten. Die Initialisierung wurde für alle Rechnungen vorab durchgeführt. Die Kurve der Eisen- und Zusatzverluste nähert sich mit zunehmender Abtastrate einem Grenzwert.

³ Intel® Core™ i7 CPU 950 @ 3.07 GHz, 12 GB RAM

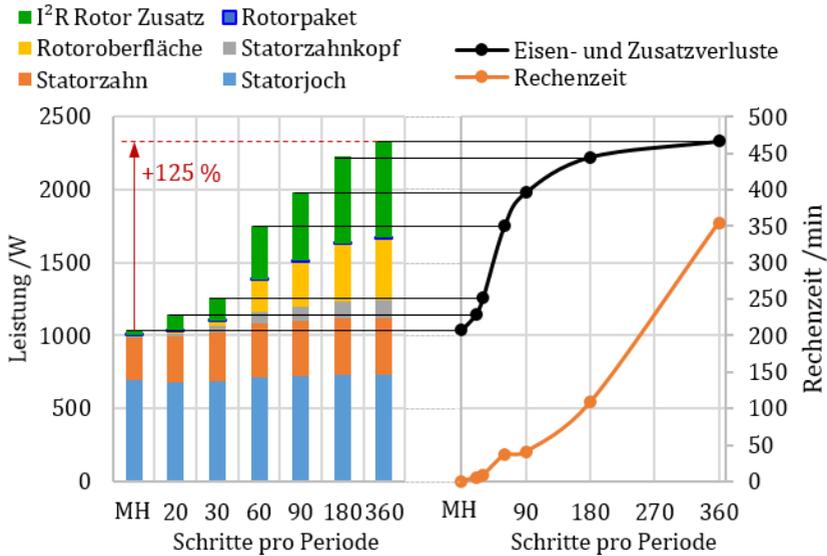


Abbildung 3.9: Eisenverluste, Wirbelstrom-Zusatzverluste in den Rotorstäben und Rechenzeit abhängig von der Abtastung und bei magnetisch-harmonischer Berechnung. AP: $n = 10.000 \text{ min}^{-1}$, $I_{\text{eff}} = 900 \text{ A}$, $f_R = 6,97 \text{ Hz}$. (Aufteilung der Verlustarten vgl. Abbildung 3.4)

Zusatzverluste bei Speisung mit getakteten Spannungen

Bei den bisher gezeigten Zusatzverlustberechnungen wurde die Maschine in der FEA mit sinusförmigen Strömen gespeist. Traktionsantriebe werden als drehzahlvariable Antriebe durch Pulswechselrichter gespeist. Die getaktete Speisespannung verursacht Stromüberschwingungen der zweifachen Taktfrequenz und ganzzahliger Vielfacher davon. Die Oberschwingungen verursachen als hochfrequente Durchflutungsoberwellen Wirbelströme in den Blechen, die als zusätzliche Hochfrequenzverluste im Eisenkreis berechnet werden können. Die Frequenz der Oberwellen ist sehr viel größer, als die Frequenz der Grundwelle, sodass der Rotor der Maschine als stillstehend betrachtet werden kann. Die Drehzahl hat keinen Einfluss auf die Höhe der Oberschwingungen. Bei Asynchronmaschinen wird bei Schlupf $s = 1$ der Strom nur durch die

3 Methoden

Summe der Streuinduktivitäten begrenzt. Bei Maschinen hoher Leistung sind die Streuinduktivitäten sehr klein, sodass die Stromrippel nur wenig gedämpft werden. Die hochfrequenten Zusatzverluste müssen in der Auslegung berücksichtigt werden.

Der Aufwand einer transient-magnetischen FEA aller Arbeitspunkte eines Maschinenkennfelds mit geregelter Umrichterspeisung kann wegen des Zeitaufwands für die Berechnung im Rahmen dieser Arbeit nicht ausgeführt werden. Die Größenordnung der zusätzlichen Verluste soll hier abgeschätzt werden, indem die Verluste berechnet werden, die über eine begrenzte Anzahl von Takten durch die Stromrippel entstehen. Als Kompromiss aus Rechenzeit und Genauigkeit wird die PWM-Speisung mit sehr hoher Auflösung über $1/6$ -Periode berechnet. Der Arbeitspunkt wird zuvor durch einen Einschwingvorgang mit sinusförmiger Einspeisung initialisiert.

Abbildung 3.10 zeigt die Verzerrung des Stromverlaufs durch die getaktete Spannung (oberes Diagramm). Der Stromverlauf, der sich im gleichen Zeitfenster bei Speisung mit sinusförmiger Spannungsquelle einstellt, ist zum Vergleich dünn gepunktet eingezeichnet. In den Zeitabschnitten, in denen die Schalter leitend sind, entstehen höhere Wirbelstromverluste im Eisenkreis der Maschine (unteres Diagramm). Der Mittelwert der Wirbelstromverluste, die in dieser Beispielrechnung über $1/6$ -Periode der Grundwelle ermittelt wurden, ist um den Faktor 2,8 größer als bei vergleichbarer Rechnung mit Sinusspeisung. Daraus folgt, dass auch die zusätzlichen Hochfrequenzverluste für die Berechnung der Wirkungsgrade und für die Berechnung der Erwärmung berücksichtigt werden müssen. Durch geeignete Maßnahmen auf Seite des speisenden Frequenzumrichters lassen sich die Verluste vermindern, wie in Kapitel 8 gezeigt wird.

Wegen der hohen Frequenz der Taktung ist die Eindringtiefe der Flussverketzung sehr viel kleiner als die Blechdicke. Das Feld der Stromrippel dringt nicht in die Bleche ein, sodass keine zusätzlichen Hysterese- und Excess-Verluste entstehen.

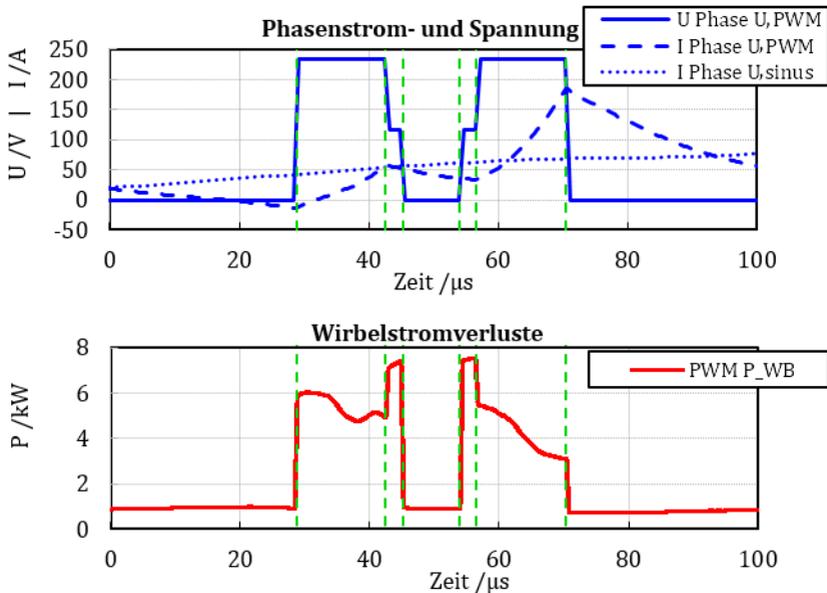


Abbildung 3.10: Spannung und Strom Phase U (oben) und klassische Wirbelstromverluste im Eisenkreis während eines Takts der PWM.
 $n = 12.500 \text{ min}^{-1}$, $f = 416,7 \text{ Hz}$, $f_{\text{Takt}} = 10 \text{ kHz}$, $U_{\text{DC}} = 350 \text{ V}$, Leerlauf

Fazit der Eisen- und Zusatzverlustberechnung

Die in diesem Abschnitt durchgeführten Berechnungen haben gezeigt, dass Zusatzverluste durch Oberfelderscheinungen und zusätzliche umrichterbedingte hochfrequente Verluste einen großen Anteil an den Verlusten haben. Sie müssen bei der Auslegung der elektrischen Maschine berücksichtigt werden. Dessen unbeachtet ist die magnetisch-harmonische FEA für die elektromagnetische Auslegung in der Kennfeldberechnung wegen der kurzen Berechnungszeit unerlässlich.

Für diese Arbeit wird entschieden, die transiente Berechnung bei Asynchronmaschinen wegen des hohen Zeitaufwands nicht für alle Maschinen durchzuführen. Die Werte der Aktivteilmassen, die Flussdichten und die Drehzahlen liegen bei allen Varianten in der gleichen Größenordnung. So erfolgt der Vergleich der Varianten untereinander

3 Methoden

anhand der Eisenverluste, die in der Kennfeldberechnung aus magnetisch-harmonischen FEA gewonnen werden. Aus den zuvor gezeigten Berechnungen werden Zuschlagfaktoren der Verluste für die einzelnen Regionen festgelegt, die bei den thermischen Berechnungen aller betrachteten Asynchronmaschinen gleich angenommen werden.

Alle Berechnungen der Synchronmaschinen werden in transienten FEA durchgeführt. Die Zusatzverluste durch Oberfelder werden damit in den Berechnungen berücksichtigt.

3.3 Berechnung der Reib- und Luftverluste

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit den mechanischen Verlusten, die im Betrieb aller rotierenden Maschinen auftreten. Bei Hochdrehzahlantrieben muss sichergestellt werden, dass die Verluste durch Luftverwirbelung im Luftspalt den Betrieb nicht unmöglich machen. In der Literatur sind Ansätze zur Berechnung der Luftverluste im Luftspalt und an den Stirnflächen des Rotors angegeben. Für die Versuchsmaschinen ist kein zusätzlicher Lüfter auf der Welle vorgesehen. Bei beiden Maschinentypen, Synchronmaschinen und Asynchronmaschinen, wird der Rotor als glatter Zylinder betrachtet. Greifenstein [43] gibt für die Berechnung der Luftverluste die Gleichung

$$P_{\text{Luft}} = \Lambda \rho n^3 D_i^5 \quad (3.9)$$

an. Der Formbeiwert Λ besteht aus den Anteilen des Luftspalts Λ_δ und der Stirnseiten Λ_S .

$$\Lambda_\delta = 1,7 \frac{l_{\text{Fe}}}{2r_{\text{R,a}}} \cdot \text{Re}^{-0,15} \cdot \left(\frac{r_{\text{R,a}}}{r_{\text{S,i}}} \right)^5 \quad (3.10)$$

$$\Lambda_S = 0,1 \left(\frac{r_{\text{R,a}}}{r_{\text{S,i}}} \right)^5 \quad (3.11)$$

Darin enthalten ist die Reynolds-Zahl

$$\text{Re} = \pi n r_{R,a} \frac{\delta}{\nu} \quad (3.12)$$

Die Werte der kinematischen Viskosität ν von Luft ist bei 1 Bar Druck und 20 °C $\nu_{\text{Luft}} = 15,2 \text{ mm}^2/\text{s}$.

Hütte [36] gibt für das Reibmoment M_{Luft} zweier ineinander rotierender Zylinder

$$M_{\text{Luft}} = 4\pi\eta \cdot B \quad (3.13)$$

an. η ist die dynamische Viskosität und B ist eine drehzahlabhängige Konstante mit

$$B = \frac{r_{R,a}^2 \cdot r_{S,i}^2 \cdot 2\pi n}{r_{R,a}^2 - r_{S,i}^2} \quad (3.14)$$

Zu den Luftverlusten müssen die Lagerreibungsverluste addiert werden. Im Fall einer Wellenkühlung entstehen weitere Verluste an der Innenseite der Welle und an der Dichtung der Wellenkühlung. Nach Herstellerangaben sind die Lagerverluste einer Welle mit Spindellagern in der benötigten Baugröße bei 30.000 min^{-1} $P_{\text{Lag}} = 65 \text{ W}$. Die Reibverluste sind proportional zu $n^{1,3}$.

Eine weitere Art der Berechnung wird von den Autoren Müller/Vogt/Ponick in [44] vorgeschlagen. Die mechanischen Verluste $P_{V,\text{mech}}$ werden nach

$$P_{V,\text{mech}} = k_{\text{rb}} 2r_{R,a} \left(l_{\text{Fe}} + 2l_{\text{Er}} \left(\frac{r_{\text{Er}}}{r_{R,a}} \right)^2 \right) v^2 \quad (3.15)$$

berechnet. Der Vorfaktor k_{rb} fasst alle mechanischen Verluste der Maschine zusammen. Er ist von der Bauart der Maschine abhängig und reicht von $k_{\text{rb}} = 3$ für Turbogeneratoren mit Wasserstoffkühlung bis $k_{\text{rb}} = 15$ für oberflächenbelüftete Maschinen. In Abbildung 3.11 sind die Verluste mit Faktor $k_{\text{rb}} = 5$ für Turbogeneratoren mit Luftkühlung im

3 Methoden

Vergleich zu den anderen Berechnungsweisen aufgetragen. Der große Wertebereich der Verlustleistung nach den verschiedenen Berechnungsmethoden zeigt, dass die Berechnung der mechanischen Verluste mit einer großen Unsicherheit behaftet ist. Durch die Wellenkühlung und die dafür notwendigen Wellendichtringe wird die Unsicherheit weiter vergrößert. Da keine weiteren Erfahrungswerte zur Größenordnung der Reib- und Luftverluste bei den angestrebten Drehzahlen vorliegen, werden bei den späteren Berechnungen die höchsten Verlustwerte berücksichtigt.

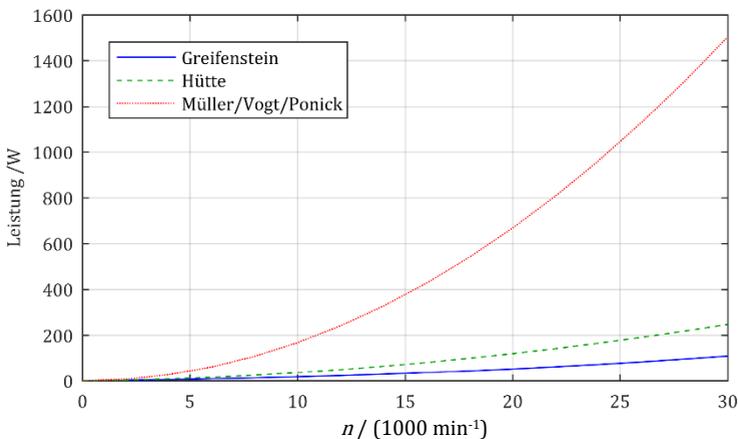


Abbildung 3.11: Vergleich verschiedener Berechnungsvorschriften für die mechanischen Verluste abhängig von der Drehzahl. Berechnungen nach Greifenstein [43], Hütte [36] und Müller/Vogt/Ponick [44].

3.4 Thermisches Modell

In diesem Kapitel wird ein thermisches Modell einer Maschine mit Mantelkühlung und Wellenkühlung erstellt. Der erste Abschnitt gibt einen Überblick über bekannte Ansätze aus der Literatur und beschreibt das verwendete Modell. Im zweiten Teil werden ausgewählte Übergangskoeffizienten berechnet. In Abschnitt A.4.1 wird das Modell auf eine minimal notwendige Komplexität vereinfacht, sodass es in die Toolkette

zur Kennfeldberechnung integriert werden kann. Der vierte Abschnitt beschreibt die mathematische Umsetzung des Modells.

Die thermische Berechnung hat in dieser Arbeit eine wichtige Bedeutung. Für den Vergleich mehrerer Maschinen zueinander muss das thermische Verhalten über den gesamten Drehzahl-Drehmomentbereich vorhergesagt werden können. Es wird zuerst eine Übersicht zu bekannten thermischen Modellen und Berechnungsmethoden gegeben und daraus ein detailliertes, an die Anforderungen der Arbeit angepasstes Modell erstellt.

Das Ergebnis der elektromagnetischen Kennfeldrechnung (Abschnitt 3.1) umfasst typischerweise etwa 30 x 60 Arbeitspunkte in der Drehzahl-Drehmoment-Ebene. Für jeden Arbeitspunkt soll der zeitliche Verlauf der Erwärmung berechnet werden, damit das Verhalten im Kurzzeitbetrieb und im Dauerbetrieb bekannt ist. Wegen der großen Anzahl von Datenpunkten muss das thermische Modell stark vereinfacht werden, damit die Rechenzeit akzeptabel und die Datenmenge handhabbar bleibt. Bei der Vereinfachung des Modells wird jede Vereinfachung begründet und abgeschätzt, ob eine unzulässige Ungenauigkeit entsteht.

Das Ergebnis ist ein thermisches 5-Knoten-Modell mit dessen Hilfe effizient Temperaturkennfelder und thermische Grenzkennlinien berechnet werden können.

3.4.1 Entwurf des thermischen Modells

Für die thermische Berechnung stehen analytische und numerische Methoden zur Verfügung. Die analytischen Ansätze basieren auf der Analogie zwischen dem ohmschen Gesetz der elektrischen Leitung und dem fourierschen Gesetz der Wärmeübertragung. Als numerische Methoden stehen 2D und 3D Finite Elemente Wärmefeldberechnungen in Festkörpern und numerische Strömungsmechanik (Computational Fluid Dynamics, CFD) zur Verfügung. Mit CFD-Berechnungen lassen sich Wärmeübergangswiderstände für die Konvektion und Strömungswiderstände in Fluiden und Luftströmungen berechnen.

3 Methoden

Analytische thermische Modelle stehen als Teilfunktionen von kommerziellen analytischen Motorberechnungsprogrammen [45][46] zur Verfügung. Darin sind teilweise Datenbanken typischer verwendeter Materialdaten und Algorithmen für die Berechnung von Wärmeübergangswiderständen abhängig von Geometrie- und Kühlungsparametern implementiert.

Hier soll ein eigenständiges thermisches Modell entworfen werden, das in die vorhandene elektromagnetische Kennfeldberechnung integriert werden kann.

Obwohl es zahlreiche Veröffentlichungen zu thermischen Berechnungen gibt, fehlt es an durchgängig ausgeführten Betrachtungen von der Topologie des Ersatzschaltbilds (ESB) über die Geometrie der Maschine, den Materialdaten und den Kühlungsbedingungen hin zu den spezifischen Wärmeleitwerten, Wärmewiderständen und Wärmeübergangskoeffizienten und schließlich der Umsetzung der Berechnung in Algorithmen. Es folgt ein Überblick über die Historie zur thermischen Berechnung elektrischer Maschinen. Wichtige Quellen werden aufgeführt, die als Grundlage für die Entwicklung des thermischen Modells gedient haben.

Wichtige Vorarbeiten zur thermischen Berechnung elektrischer Maschinen

Die Anfänge der wissenschaftlichen Untersuchung zur thermischen Berechnung elektrischer Maschinen lagen im ersten Viertel des 20. Jh. In den ersten Jahrzehnten richtete sich der Schwerpunkt der Forschung auf die thermische Berechnung von Maschinen und Transformatoren großer Leistung [47][48][49]. Erst Kotnik [50] stellt die Notwendigkeit von einfach zu handhabenden Modellen hervor, die Gültigkeit für Standardmotoren kleiner und mittlerer Leistung haben. Er entwirft ein plausibles ESB für oberflächengekühlte geschlossene Asynchronmaschinen. Für zufällig angeordnete Runddrähte einer Träufelwicklung stellt er Überlegungen an, wie sie thermisch äquivalent durch Rechteckleiter ersetzt werden können. Gotter [51] wählt einen

systematischen Ansatz, die Konvektion an den Wickelköpfen, am Rotor, im Luftspalt und in Kühlkanälen durch Strömungen an ähnlichen Geometrien zu berechnen. Ein ähnlicher Ansatz wird im VDI-Wärmeatlas [52] in größerem Umfang verfolgt.

Kipp [53] gibt ein detailliertes thermisches Modell für permanenterrechte Synchronmaschinen mit Angabe des Differenzialgleichungssystems und einigen geometrischen Berechnungen. Er macht jedoch keine Angabe über ein Ersatzmodell der Wärmeleitwerte in der Wicklung. Einen wichtigen Baustein für ESB-Modelle liefern Mellor und Wrobel [54][55]. Sie stellen Ersatzelemente für kubische und zylindrische Elemente vor, in denen die Überlagerung von intern generierter Wärme und durchgeleiteter Wärme berücksichtigt wird. Das führt zu Teilmodellen aus drei Widerständen und drei Knoten je Raumrichtung (Abbildung 3.12). Ein zentraler Knoten repräsentiert den thermischen Mittelwert des Elements. In diesen Knoten wird die in dem Element generierte Wärmeleistung eingebracht und die Wärmekapazität greift an diesem Knoten an. Auf die Weise werden die temperaturabhängigen Verlustleistungen und die wirksamen Wärmekapazitäten richtig berücksichtigt. Saari [56] und Boglietti [57] zeigen thermische Ersatzschaltbilder, bei denen dieser Ansatz genutzt wird. Daran angelehnt

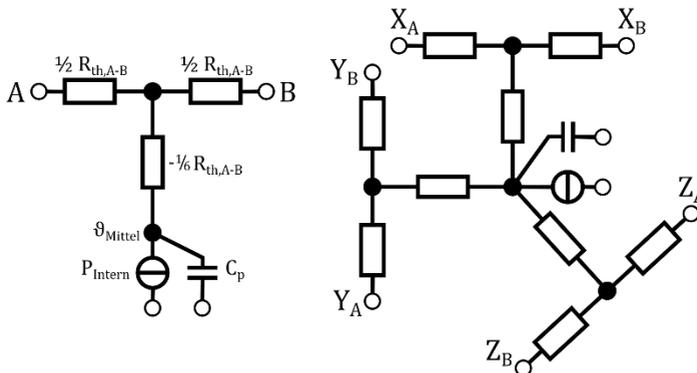


Abbildung 3.12: Ersatzmodell für einen Teilkörper mit interner Wärmeerzeugung [54][55]. Links Grundmodell für eine Raumrichtung, rechts Kombination der Wärmeleitung in drei Raumrichtungen.

3 Methoden

entsteht in dieser Arbeit ein um einen Rotorkäfig und eine Wellenkühlung erweitertes Modell (Abbildung A. 1, S. 209). Mit begründeten Vereinfachungen wird das Modell auf eine minimal notwendige Anzahl von Knoten reduziert, sodass eine schnelle Berechnung ermöglicht wird.

Es werden nun die einzelnen thermischen Widerstände berechnet und anschließend Vereinfachungen für das Ersatzschaltbild begründet.

3.4.2 Beschreibung des thermischen Modells

Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte thermische Modell besteht aus 40 Knoten und 46 Widerständen. Es berücksichtigt die axiale Wärmeleitung in allen Teilen der Maschine. Es bietet die Möglichkeit, unsymmetrische Wärmeabfuhr in die A- und B-seitigen Stirnräume und an die Lagerschilde zu berücksichtigen. An den Orten, an denen Wärme im Volumen verteilt entsteht, werden Teilmodelle entsprechend Abbildung 3.12 verwendet.

Für die Kennfeldberechnung kann das Modell in dem Umfang nicht genutzt werden, da die Zeit für die Berechnung des Modells und das Datenvolumen überproportional mit der Anzahl der Knoten zunehmen. Die Kenntnis des Modells ist erforderlich, damit gezielte Vereinfachungen getroffen werden können, mit denen die Gültigkeit des Modells erhalten bleibt. Die thermischen Widerstände des Modells werden aus den Geometrie- und Materialdaten berechnet. Anhand der Widerstandswerte und der Anforderungen an die Kennfeldrechnung wird bestimmt, welche Teile des Modells zusammengefasst oder vernachlässigt werden können, weil der Einfluss auf das Gesamtergebnis unbedeutend ist. Die Begründung für die Vereinfachungen können in wenigen Punkten zusammengefasst werden:

- Mit der Annahme der Symmetrie der Maschine werden die jeweiligen A- und B-seitigen Knoten zusammengelegt.

- Die axialen Wärmeströme zu den Stirnräumen können gegenüber den radialen Wärmeströmen in die Kühlung vernachlässigt werden.
- Auf die Ausgleichswiderstände bei verteiltem Wärmeeintrag wird verzichtet, wenn die Knotentemperatur keine Rückwirkung auf die eingespeiste Verlustleistung hat.
- Temperaturwerte an Orten, die im einzelnen keinen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit der Maschine haben, werden nicht explizit berechnet.

Für die Kennfeldberechnung sind die Temperaturwerte von Bedeutung, die Einfluss auf die Verlustleistung haben, Temperaturen, deren Grenzwerte eingehalten werden müssen und Temperaturen von Teilen, deren Wärmekapazität den Zeitverlauf der Erwärmung beeinflussen. Nach diesen Kriterien wird das Ersatzschaltbild auf fünf Knoten reduziert (Abbildung 3.13):

1. Knoten Statorjoch: Die Wärmekapazität des Statorjochs beeinflusst den Zeitverlauf der Erwärmung. Die Eisenverluste entstehen nah an der Mantelkühlung und bewirken einen vergleichsweise geringen Temperaturhub.
2. Knoten Statorzahn: In den Knoten fließen die Wärmeströme aus dem Rotor und aus der Wicklung mit den Eisen- und Zusatzverlusten der Statorzähne zusammen.
3. Knoten Statornut: Für die Berechnung der Stromwärmeverluste muss die mittlere Wicklungstemperatur bekannt sein.
4. Knoten Wickelkopf: Die maximale Wicklungstemperatur tritt im Wickelkopf auf. Sie bestimmt die Lebensdauer des Isolations-systems.
5. Knoten Rotorkäfig: Die Berechnung der Rotorstromwärmeverluste und die korrekte Abbildung des Wärmestroms in die Wellenkühlung erfordern die Kenntnis der Temperatur des Rotorkäfigs.

3 Methoden

5 - Knotenmodell

- ① Statorjoch
- ② Statorzahn
- ③ Mittelwert Nuttemperatur
- ④ Maximalwert Wickelkopf
- ⑤ Rotorkäfig

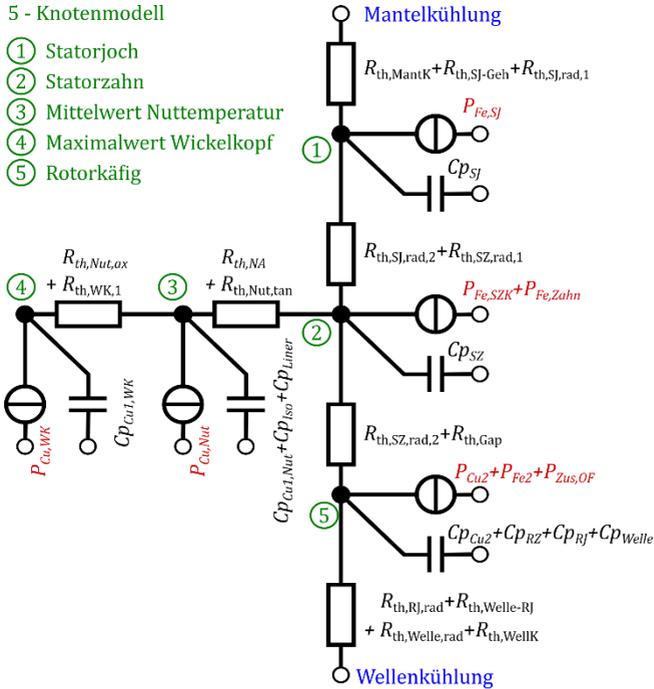


Abbildung 3.13: Vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild einer Asynchronmaschine mit Mantelkühlung und Wellenkühlung

Mit dem vollständigen Ersatzschaltbild sind im Anhang die Vereinfachungen aufgeführt, die zu dem reduzierten Ersatzschaltbild geführt haben.

3.4.3 Berechnung einzelner Übertragungskoeffizienten

Wärmeübergang in die Wellenkühlung

Die Konstruktion und die strömungsmechanische Auslegung der Wellenkühlung werden in Kapitel 7.4.2 ausgeführt. In diesem Abschnitt wird das Wirkprinzip der Wellenkühlung gezeigt und der Wärmeübergang von den Wänden der Kühlkanäle in das Kühlwasser berechnet. Abbildung 3.14 zeigt schematisch die Strömung in der Welle.

Das Kühlmittel wird durch die innere Bohrung der Lanze von der B-Seite zur A-Seite geführt und tritt dort mit der Innenseite der Wellenbohrung in Kontakt. Durch die Rotation der Welle entsteht im Ringspalt eine Strömung in Umfangsrichtung die sich mit der axialen Strömung überlagert. Die Strömungsverhältnisse im Ringspalt werden im VDI Wärmeatlas [52] für rein axiale Strömung ohne Rotation beschrieben. Die Verwirbelung durch die Rotation wird damit außer Acht gelassen. Der Übergangskoeffizient wird tendenziell zu gering berechnet und die Auslegung auf der sicheren Seite erreicht. Die Rechnung dazu ist in Anhang A.4.2.1 aufgeführt. Bei 3,5 ℓ/min Kühlmitteldurchfluss ist der Wärmeübergangswiderstand von der Welle ins Kühlmittel $R_{th,WellK} = 34,9 \text{ K/kW}$.

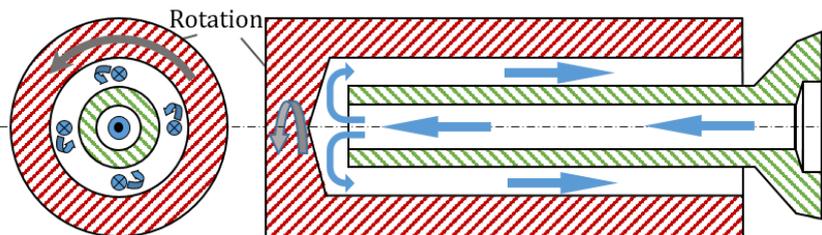


Abbildung 3.14 Strömung in der Wellenkühlung. Das Kühlmittel fließt durch die innere Bohrung der Lanze bis in den Grund der Wellenbohrung. Dort trifft es auf die Innenfläche der rotierenden Welle und strömt durch den Ringspalt nach außen. Im Ringspalt entstehen Wirbel durch die Rotation

Wärmeübergang in die Mantelkühlung

Die Konstruktion des Gehäuses mit der Mantelkühlung ist in den Abschnitten 7.3 und 7.4.1 beschrieben. Für den Wärmeübergang vom Gehäuse in die Mantelkühlung wird die Berechnungsweise aus [52] analog zur Wellenkühlung angewendet (Anhang A.4.2.1). Der Kühlkanal ist hierbei kein Ringspalt, sondern ein Rohr mit abgeflachtem Querschnitt. Die Oberseiten der Kühlkanäle sind für den Wärmeübergang nur teilweise wirksam, da die Wärme von der Innenseite des Gehäuses an die Oberseite der Kühlkanäle gelangen muss. Bei 4,5 ℓ/min Durchfluss ist der

3 Methoden

Wärmeübergangswiderstand für die in Abschnitt 7.4.1 beschriebene Mantelkühlung $R_{th, Mantk} = 1,5 \text{ K/kW}$.

Wärmeübergang im Luftspalt

Für den Luftspalt können die in [58] zusammengetragenen Ergebnisse zum Wärmeübergang zwischen zwei ineinander rotierenden Zylindern verwendet werden. Die modifizierte Taylor-Zahl Ta_m charakterisiert die Luftströmung im Luftspalt zwischen zwei ineinander rotierenden Zylindern.

$$Ta_m = \frac{\Omega^2 r_m \delta^2}{\nu^2} \cdot \frac{1}{F_g} \quad (3.16)$$

Darin ist Ω die Winkelgeschwindigkeit, r_m der mittlere Luftspaltradius und δ ist die Luftspaltweite. Außerdem ist ν die kinematische Viskosität der Luft und F_g ein Geometriefaktor. Mit der Drehzahlabhängigkeit ist auch der Wärmeübergang zwischen Rotor und Stator abhängig von der Drehzahl. Anhand der modifizierten Taylor-Zahl wird die Nusselt-Zahl bestimmt. Die Nusselt-Zahl ist ein dimensionsloser Wärmeübergangskoeffizient, aus dem der thermische Widerstand zwischen Rotor und Stator berechnet wird [52]. Abbildung 3.15 zeigt die

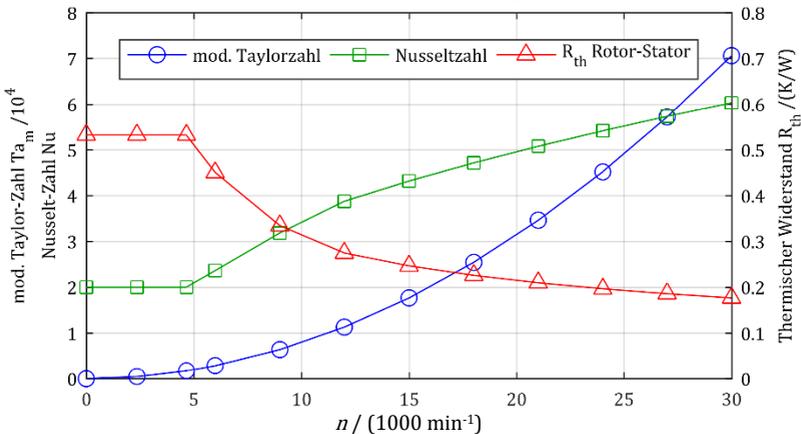


Abbildung 3.15: Koeffizienten des Wärmeübergangs im Luftspalt zwischen Rotor und Stator als Funktion der Drehzahl, berechnet nach [58].

Drehzahlabhängigkeit der Koeffizienten. Ab etwa 5000 min^{-1} geht die laminare Strömung in turbulente Strömung über. Der Wärmeaustausch zwischen den Luftschichten wird verbessert, der Wert der Nusselt-Zahl steigt an und der thermische Widerstand nimmt ab.

Wärmeleitwerte in geschichteten Materialien

In geschichteten Materialien, wie dem Blechpaket und der Wicklung, werden in Richtung der Schichtung die Widerstände der Schichten addiert. Quer dazu werden die Leitwerte addiert, wie es aus der Elektrotechnik bekannt ist. Elektrobänder werden in Traktionsantrieben typischerweise in Dicken von $0,2 \text{ mm} - 0,35 \text{ mm}$ eingesetzt. Die verwendeten Lackisolierungen haben Stärken von $0,5 \mu\text{m} - 8 \mu\text{m}$ je Seite [59]. Darüber hinaus liegen die Lamellen durch Bogigkeit und Welligkeit der Bleche nicht ideal aufeinander. Es werden Füllgrade zwischen $0,94$ und $0,98$ erreicht. Abhängig von der Verteilung der Berührflächen kann die Wärmeleitfähigkeit in Schichtrichtung einen sehr großen Wertebereich annehmen. Im Anhang A.3 sind einige Beispielrechnungen aufgeführt, ein plausibler Wertebereich liegt bei $\kappa_{\text{Bl,Z}} \approx 1,4 \dots 2,6 \text{ W/mK}$. Quer zur Schichtung wird der Wärmeleitwert von den Eigenschaften des Blechs dominiert. Bei den in diesem Projekt verwendeten Materialien ist der kombinierte Leitwert $\kappa_{\text{Bl,XY}} \approx 28,8 \text{ W/mK}$.

Wärmetransport in der Statorwicklung

Für den Wärmetransport zwischen den Runddrähten der Statorwicklung wird ein Ersatzmodell gesucht. Staton [60] schlägt ein Modell vor, bei dem die Wicklung in Schichten aufgebaut ist. Die Schichten liegen parallel zu den Nutwänden, innerhalb der Schichten ist die Temperatur homogen. Bei dem Modell wird nicht berücksichtigt, dass die Drähte nicht homogen verteilt in der Nut liegen, sondern sich an vielen Stellen berühren. Der Nachteil wird dadurch ausgeglichen, dass die äußeren Schichten eine größere Fläche einnehmen und dadurch ein größerer Anteil der Stromwärmeverluste nah an der Nutwand eingebracht wird. Unger [61] berechnet das Wärmefeld zwischen Rundleitern und stellt geometrische

3 Methoden

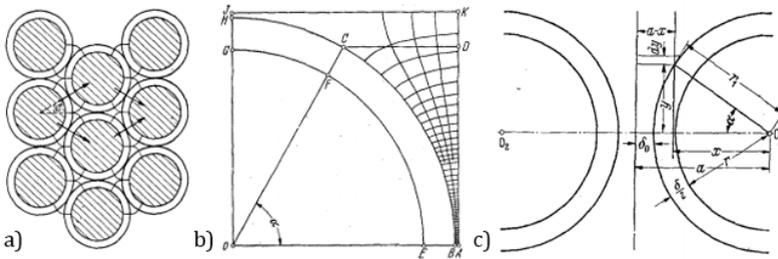


Abbildung 3.16: Geometrischer Ansatz zum Wärmetransport in der Statorwicklung nach Unger [61]. a) Leiteranordnung, b) Wärmefeld im Luftraum und c) Geometrische Beschreibung der Wärmestrompfade.

Berechnungen zur vereinfachten Berechnung des Wärmeübergang zwischen Leiterschichten an (Abbildung 3.16).

Es bleibt die Unsicherheit, in welchem Abstand die Drähte in einer Einziewicklung zueinander liegen. Ein plausibler Wertebereich für den Wärmeleitwert in der Wicklung liegt bei $\kappa_{\text{Wick,XY}} \approx 0,7 \dots 4,5 \text{ W/mK}$. Der Wert ist bis zu 40-fach geringer als der Wert für die benachbarten Statorzähne. Weil die Nuten schmal im Verhältnis zur Höhe sind, wird die Wärme auf dem kürzesten Weg in tangentielle Richtung aus der Nut heraus in die Zähne fließen. Geometrisch lässt sich die Nut daher entsprechend Abbildung 3.17 vereinfachen und ein T-Ersatzmodell entsprechend Abbildung 3.12 bestimmen. Die Wärme entsteht im ganzen Volumen verteilt und fließt über die Nutauskleidung ab. Wegen der

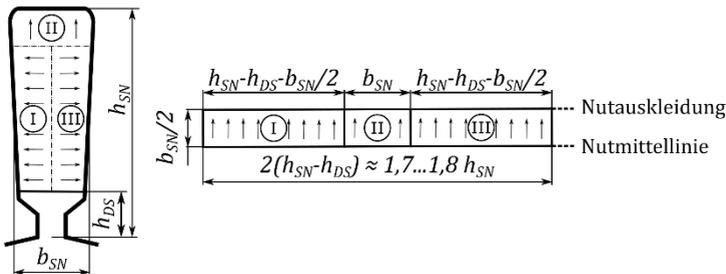


Abbildung 3.17: Modell der Wicklung in der Nut. Die Wärme entsteht homogen verteilt und fließt auf dem kürzesten Weg aus der Nut.

Symmetrie der Nut fließt keine Wärme über die Nutmittellinie. Die Stromwärmeverluste im Wickelkopf müssen zusätzlich den axialen Wärmewiderstand überwinden. Bei Belüftung der Stirnräume wird dort ein Teil der Stromwärmeverluste abgeführt. Das Modell der Wicklung als Teilmodell des thermischen Modells ist in Abbildung A. 2, S. 210, dargestellt. Der Knoten mit dem zugehörigen Wärmewiderstand $R_{th,tan,1}$ ist für eine bessere Veranschaulichung eingezeichnet. Der Wärmeübergang zu den Wickelköpfen teilt sich in axiale Richtung auf die A- und B-Seite auf.

Wärmetransport zwischen Statorwicklung, Blechpaket und Gehäuse

Die Verlustwärme der Wicklung wird wie zuvor beschrieben über die gesamte Zahnlänge verteilt in die Zähne übertragen. Die Statorzähne werden als kubische Körper modelliert und stellen thermisch die Verbindung zwischen dem Luftspalt, der Wicklung und dem Statorjoch her. Das Statorjoch wird als zylindrisches Element modelliert. Für den Wärmeübergangskoeffizienten vom geblechten Statorpaket in das Gehäuse werden in der Literatur Ergebnisse von Messreihen veröffentlicht [54][60][62][63]. Daraus wird ein Wärmeübergangskoeffizient von $\alpha_{th,SJ-Geh} = 2,8 \cdot 10^3 \text{ W/m}^2\text{K}$ bestimmt. Der thermische Widerstand ist im gewählten Beispiel $R_{th,SJ-Geh} = 4,8 \text{ K/kW}$.

Weitere thermische Widerstände werden im Anhang dieser Arbeit berechnet. Mit der Kenntnis der thermischen Widerstände der Maschine ist es nun möglich, diejenigen Wärmepfade zu identifizieren, die das thermische Verhalten dominieren. Mit der Kenntnis wird das Ersatzschaltbild von ursprünglich 40 Knoten und 46 Widerständen auf fünf Knoten und sechs Widerstände reduziert. Die einzelnen Schritte der Reduzierung tragen nicht zum unmittelbaren Verständnis der in dieser Arbeit verwendeten Methoden bei. Für die Nachvollziehbarkeit sind sie in Anhang A.4.1 dokumentiert..

3.4.4 Mathematische Beschreibung des thermischen Modells

Dieser Abschnitt fasst das Modell in Gleichungen und beschreibt die Umsetzung der Berechnung in der Simulationssoftware.

Ein thermisches Netzwerk wird nach dem von Kessler [64] gegebenen System von Differenzialgleichungen beschrieben:

$$\frac{d}{dt}\{\vartheta\} = \mathbf{C}^{-1} \cdot [\mathbf{P} - \mathbf{A} \cdot \vartheta] \quad (3.17)$$

Die Anzahl der Zeilen der Gleichung entspricht der Anzahl der Knoten des Modells. Es sind

- ϑ Ein Vektor der Temperaturen der Knoten
- \mathbf{P} Ein Vektor der die in Knoten fließenden Verlustleistungen
- \mathbf{A} die Leitwertmatrix und
- \mathbf{C}^{-1} Ein Vektor der Kehrwerte der Wärmekapazitäten der Knoten.

Die thermischen Widerstände und Kapazitäten der Festkörper sind temperaturunabhängig und konstant. Zur Temperaturabhängigkeit der Eisenverluste liegen keine Messwerte vor. Der Wirbelstromverlustanteil wird mit steigender Temperatur geringer. Im Verhältnis zu den Gesamtverlusten ist die Änderung gering und wird nicht berücksichtigt. Damit sind die Quellen der Eisenverluste ebenfalls konstant. Die Stromwärmeverluste P_{Cu} ändern sich mit den ohmschen Widerständen des Leitermaterials. Die Änderungen sind temperaturabhängig und müssen berücksichtigt werden.

$$P_{Cu}(\vartheta) = R(\vartheta) \cdot I^2 = R_{20}(1 + \alpha_{Cu}(\vartheta - 20^\circ C)) \cdot I^2 \quad (3.18)$$

In der Berechnung des Temperaturmodells sind der Widerstand und der Strom nicht bekannt. An das Modell werden nur die Werte der Verlustleistung bei der gegebenen Anfangstemperatur übergeben. Die Verlustleistung kann auf die Verlustleistung $P_{Cu,20}$ bei $20^\circ C$

Referenztemperatur umgerechnet werden. Im Modell wird die Ableitung der Temperatur nach der Zeit bestimmt. Die Abhängigkeit der Leistung von der Zeit kann daraus gebildet werden.

$$\frac{dP_{\text{Cu}}(\vartheta)}{dt} = \frac{dP_{\text{Cu}}(\vartheta)}{d\vartheta} \cdot \frac{d\vartheta(t)}{dt} \quad (3.19)$$

Zusammen mit der Ableitung von (3.18) nach der Temperatur wird die Ableitung der Verlustleistung nach der Zeit gebildet.

$$\frac{dP_{\text{Cu}}(\vartheta)}{dt} = R_{20} I^2 \cdot \alpha_{\text{Cu}} \cdot \frac{d\vartheta(t)}{dt} = P_{\text{Cu},20} \cdot \alpha_{\text{Cu}} \cdot \frac{d\vartheta(t)}{dt} \quad (3.20)$$

Umsetzung des thermischen Modells in der Software

In Simulationsprogrammen stehen eingebaute Funktionen zum Lösen von Differenzialgleichungssystemen zur Verfügung. In Matlab™ wird die Funktion ode45 empfohlen. An die Solverfunktion wird eine Referenz zur Ableitungsfunktion, ein Vektor mit N Startwerten \mathbf{Y}_0 und die Vorgabe für das Zeitintervall übergeben. Von der Solverfunktion wird ein Vektor \mathbf{t} der berechneten Zeitschritte und die Menge \mathbf{Y}_1 der N Lösungsvektoren zurückgegeben (Abbildung 3.18).

Die Ableitungsfunktion bildet die Ableitungen der Temperaturen nach der Zeit an den Knoten des Temperaturmodells nach (3.17) und die Ableitung der Quellenleistungen nach (3.20). In der Ableitungsfunktion ist die Struktur des thermischen Modells durch die Form der Leitwertmatrix \mathbf{A} und durch den Vektor der reziproken Kapazitäten \mathbf{C}^{-1} abgebildet. Die Zahlenwerte der Leitwerte und der Kapazitäten sind abhängig von der Auslegungsvariante der Maschine, für die das Modell berechnet wird. Die Einflussgrößen sind

- die Geometrie der Maschine,
- die verwendeten Materialien,
- Durchflussmenge und Art des Kühlmittels und
- die Drehzahl im jeweils berechneten Arbeitspunkt.

3 Methoden

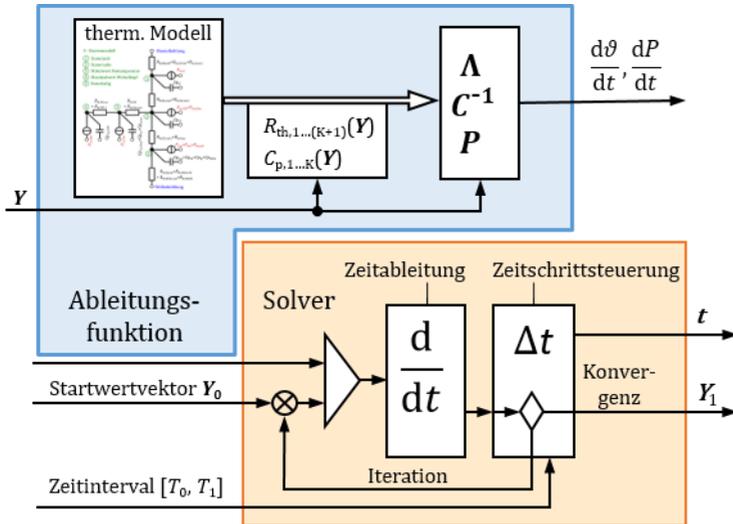


Abbildung 3.18: Schematische Darstellung der Programmstruktur zum Lösen des thermischen Modells. Prinzip für Matlab™, Verwendung des Solvers ode45.

3.5 Mechanische Festigkeitsrechnung

Die mechanische Festigkeit der rotierenden Bauteile hat bei Antrieben hoher Drehzahl eine besondere Bedeutung. Die Fliehkräfte auf einen Massepunkt, der sich auf einer kreisförmigen Umlaufbahn bewegt, wachsen bei konstantem Radius proportional zum Quadrat seiner Geschwindigkeit. Daraus kann abgeleitet werden, dass die mechanische Spannung z. B. am Zahnfuß eines Polschuhs quadratisch mit der Oberflächengeschwindigkeit ansteigt. Bei zylinderförmigen Anordnungen teilen sich die Kräfte in radiale und tangentialen Spannungen auf, sodass die Belastung linear proportional zur Umfangsgeschwindigkeit wächst. So kommen bei Anwendungen sehr hoher Drehzahl bevorzugt Massiveisenläufer zum Einsatz.

In dieser Arbeit werden Maschinentypen betrachtet, bei denen Rotorstäbe in Nuten oder Permanentmagnete in Magnettaschen liegen. Der mechanischen Festigkeitsrechnung muss besondere Aufmerksamkeit

gewidmet werden. In den folgenden Abschnitten werden die Methoden vorgestellt, nach denen in späteren Kapiteln die Festigkeitsrechnungen für einzelne Rotoranordnungen durchgeführt werden. Bei Asynchronmaschinen haben sich die Endringe des Kurzschlusskäfigs als kritisch für die mechanische Festigkeit herausgestellt. Deswegen werden für Asynchronmaschinen 3D-Simulationen der Blechpakete und Käfige durchgeführt. Die Geometrie ist in Umfangsrichtung periodisch symmetrisch. Es genügt, ein Segment des Rotors zu berechnen, das aus einer halben Nut und einem halben Zahn besteht. Bezüglich der Länge wird das Modell auf die halbe Paketlänge reduziert (Abbildung 3.19 links). PSM mit vergrabenen Magneten sind über die Länge homogen aufgebaut, sodass die Festigkeitsanalyse mit vereinfachten 2D-Simulationen durchgeführt wird. In der 2D-FEA wird eine beliebig dünne Scheibe einer Polteilung modelliert (Abbildung 3.19 rechts).

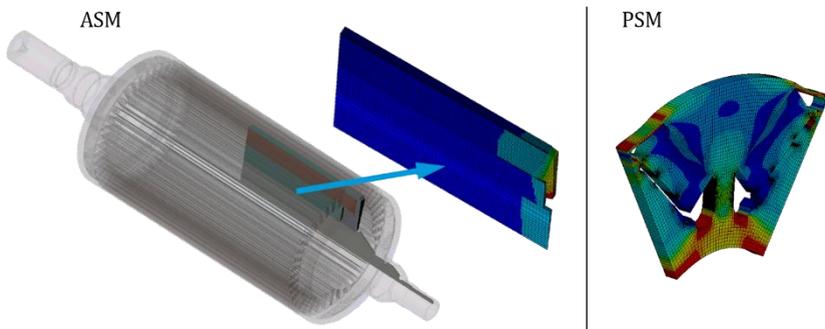


Abbildung 3.19: Teilmodelle der Finite Elemente Modelle für die Festigkeitsrechnungen von ASM und PSM.

Die verwendeten Materialdaten und der Simulationsverlauf werden in den folgenden Abschnitten beschrieben.

3.5.1 Materialdaten

Wegen der hohen Belastung der Materialien beim Fügen und Schleudern der rotierenden Teile müssen Verformungen bis in den plastischen Bereich betrachtet werden. Das Kupfer des Rotorkäfigs wird im Betrieb

3 Methoden

bis über 200 °C erwärmt. Das hat Einfluss auf die Streckgrenze und auf die Zugfestigkeit. Für das im Druckguss verwendete Kupfer konnten keine direkt ermittelten Materialdaten in Erfahrung gebracht werden. Vielmehr mussten Daten aus verschiedenen Quellen miteinander abgeglichen und kombiniert werden. [65] und [66] geben Werte und Temperaturabhängigkeiten für reines Kupfer in verschiedenen Härten an. [67] zeigt den qualitativen Verlauf des Spannungs-Dehnungs-Diagramms der technischen Dehnung für reines Kupfer. Mit den in [65] gegebenen Kurven der Temperaturabhängigkeiten der Dehngrenze $R_{p0,2}$, der Zugfestigkeit R_m und der Bruchdehnung A werden Kurven als Grundlage für die Festigkeitsrechnung erstellt. Abbildung 3.20 zeigt die aus den Annahmen gewonnenen Spannungs-Dehnungs-Kurven des Kupfers bei verschiedenen Temperaturen über den erwarteten Temperaturbereich. Im vergrößerten Ausschnitt ist der Einfluss auf die $R_{p0,2}$ Dehngrenze dargestellt.

Für das Elektroband wird im betrachteten Temperaturbereich kein Einfluss auf die Festigkeitswerte erwartet. Die Daten wurden vom

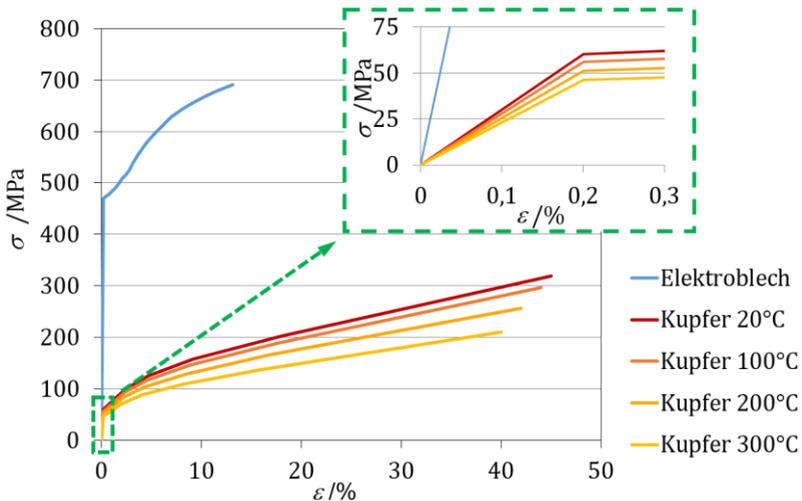


Abbildung 3.20: Spannungs-Dehnungs-Diagramm der wahren Spannungen für die FEA Simulation.

Hersteller ThyssenKrupp Steel Europe AG zur Verfügung gestellt. Die gemessenen Nennspannungen (technische Spannungen) wurden nach [68] auf die für die FEA benötigten wahren Spannungen umgerechnet.

In einem rotierenden Körper wirken den Zentrifugalkräften im Innern durch den Materialverbund radiale und tangentiale Kräfte entgegen. Die tangentialen Kräfte halten den Körper vergleichbar mit der Haut eines Luftballons zusammen. An den Magnettaschen eines PSM-Rotors und an den Nuten eines ASM-Rotors können keine tangentialen Kräfte übertragen werden. In den Stegen und in den Zähnen wirken überwiegend radiale Kräfte den Zentrifugalkräften entgegen. Bei einem gegossenen Rotorkäfig kann keine Aussage über die Kräfte getroffen werden, die an den Grenzflächen zum Blechpaket übertragen werden. Die Verbindung zwischen Blechpaket und dem gegossenen Kupferkäfig ist nicht zuverlässig sichergestellt. Die Verbindung bricht, aufgrund von Schrumpfvorgängen beim Abkühlen und durch thermische Zyklen im Betrieb, zumindest teilweise auf. In der FEA werden unterschiedlich feste Verbindungen durch unterschiedliche Modellierung der Kontakte zwischen Stab und Blech nachgebildet. Als Extrembetrachtung wird eine ideale Verbindung als Verbundkontakt modelliert, der eine feste Verbindung darstellt und Kräfte in alle Raumrichtungen überträgt. Ein vollständig abgelöster Stab wird durch einen reibungsfreien Kontakt nachgebildet, bei dem sich die Kontaktpartner in normale Richtung zur Kontaktfläche, also in tangentialer Richtung bezogen auf die Rotationsachse des Rotors, abheben können. Der Vergleich der beiden Extrembetrachtungen zeigt, dass die radialen Kräfte in den Zähnen des mit Verbundkontakten gerechneten Rotors geringer sind, als die Spannungen des reibungsfrei modellierten Körpers. Da die Verbindungen zwischen Käfig und Blechpaket nicht sichergestellt sind, werden in dieser Arbeit die Grenzflächen als reibungsbehaftete Kontakte implementiert, bei denen keine Kräfte normal zur Fläche übertragen werden. Der Wert des Reibkoeffizienten wird auf 0,15 eingestellt.

3.5.2 Simulationsverlauf

Für den sicheren Betrieb des Rotors muss die mechanische Festigkeit nachgewiesen werden. Dafür werden als kritische Belastungsfälle ein Schleuderversuch mit Überdrehzahl und der Betrieb bei Maximaldrehzahl mit Temperaturgradienten im Rotor betrachtet. In keinem Belastungsfall darf eine unzulässige Beanspruchung auftreten, die gefügten Teile müssen stets fest verbunden sein.

Schleuderversuch

Beim Schleudertest wird nach EN 60034-1 der Rotor auf Betriebstemperatur erwärmt und im warmen Zustand auf 1,2-fache maximale Betriebsdrehzahl beschleunigt. Dabei darf keine schädigende Verformung der tragenden Teile auftreten. Bei der praktischen Durchführung der Schleuderversuche (siehe Abschnitt 8.1) wird der Rotor im Stillstand auf 150 °C vorgeheizt und dann auf die Schleuderdrehzahl 36.000 min⁻¹ beschleunigt. Abbildung 3.21 zeigt den entsprechenden Simulationsverlauf. Für die Aufheiz- und Beschleunigungsphasen werden in der statischen Analyse keine Vorgaben des Zeitverlaufs gemacht. Das Programm steigert in jedem Simulationsschritt die Belastung und sucht die Konvergenz des Gleichungssystems.

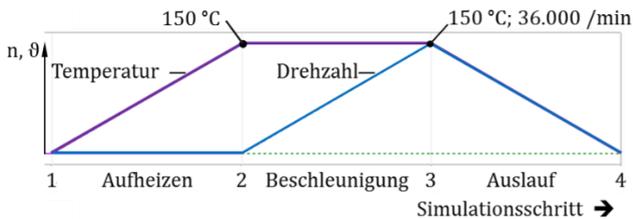


Abbildung 3.21: Simulationsszenario für den Schleuderversuch in der statischen Festigkeitsrechnung: Zwischen den nummerierten Lastschritten verlaufen die Änderungen abhängig von der Konvergenz. Der Fortschritt ist nicht linear.

Betrieb bei Maximaldrehzahl

Im ungünstigsten Betriebsfall können bei maximaler Drehzahl der Maschine zusätzlich große Temperaturdifferenzen innerhalb des Rotors auftreten. Belastungen durch Fliehkräfte und thermische Spannungen wirken gleichzeitig auf die Struktur. Das gilt insbesondere für Asynchronmaschinen, da hier Verluste im Rotorkäfig unvermeidbar sind. Durch eine Wellenkühlung wird die Temperaturdifferenz vergrößert und die Spannungen werden verstärkt.

Aus thermischen Berechnungen wurden die in Tabelle 4 gegebenen Temperaturen für den Rotorkäfig, das Blechpaket und die Welle bei maximaler Belastung ermittelt. Abbildung 3.22 zeigt die Temperaturbereiche und veranschaulicht den Temperaturgradienten. Bei der FEA des Maximalbetriebspunkts wird der Rotor zuerst auf 30.000 min^{-1} beschleunigt und anschließend die Teile des Rotors auf die vorgegebenen Temperaturen erwärmt (Abbildung 3.23).

Tabelle 4: Für die mechanische Finite Elemente Analyse definierte Temperaturen aus der thermischen Berechnung

Komponente	Simulierte Temperatur
Rotorkäfig	220 °C
Blechpaket und Endkappe	150 °C
Welle	80 °C

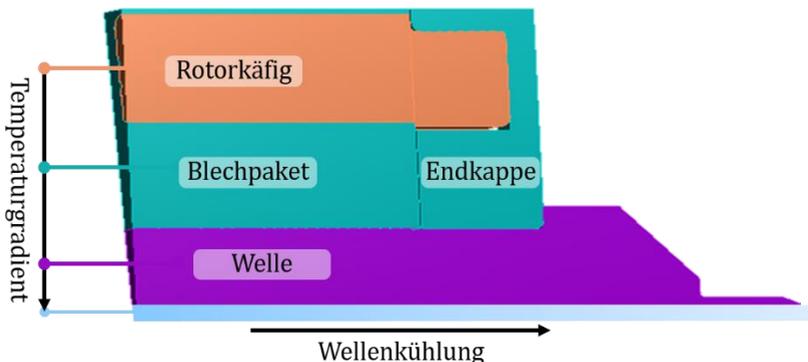


Abbildung 3.22: Temperaturverteilung im Rotor bei der mechanischen Festigkeitsberechnung im Arbeitspunkt mit Maximaldrehzahl.

3 Methoden

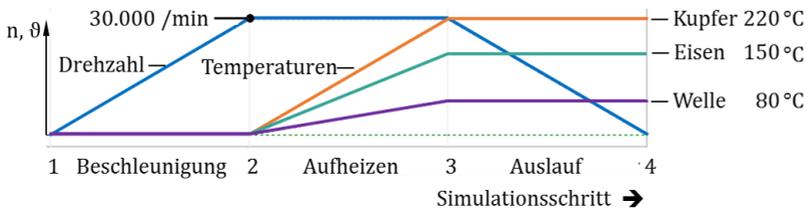


Abbildung 3.23: Simulationsszenario für den Betrieb bei Maximaldrehzahl in der statischen Festigkeitsrechnung.

Die beschriebenen Simulationsmethoden werden im Abschnitt zur Auslegung von PSM unter Berücksichtigung der Drehzahlgrenze (Abschnitt 5.3) und bei der Konstruktion des Prototypen (Abschnitt 7.5) angewendet.

Rückblick

Das hiermit abgeschlossene Kapitel hat die Methoden zusammengefasst, nach denen in den folgenden Kapiteln Maschinenkonzepte, Materialien und Auslegungsvarianten miteinander verglichen werden. Die Randbedingungen und die Berechnungsweise werden bei der elektromagnetischen Auslegung gezielt auf eine Anwendung der Maschine als Traktionsmotor abgestimmt. Die Berechnungsweisen der Eisen- und der mechanischen Reib- und Luftverluste wurden dargelegt. Es wurde ein thermisches Modell entworfen, mit dem schnell und zuverlässig die erreichbare Dauerleistung der Maschinen verglichen werden kann. Die vorgestellten Methoden zur mechanischen Festigkeitsrechnung stellen sicher, dass bei den betrachteten Motoren eine ausreichende Betriebssicherheit für den Einsatz als Traktionsantriebe gegeben ist.

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

In Kapitel 2 wurde bereits ausgeführt, dass durch eine erhöhte Drehmomentdichte, bei konstanter Drehzahl, die Leistungsdichte der elektrischen Maschine gesteigert wird. Wenn das Volumen konstant bleiben soll, muss die Ausnutzung der Maschine erhöht werden. Deutlich wird das mit der inneren Scheinleistung $P_{S,i}$

$$P_{S,i} = mE_h I_{Ph} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot \underbrace{\xi_1 \cdot A \cdot \hat{B}_{\delta,1} \cdot D_i^2 \cdot l_{Fe}}_{C_{\text{mech}}} \cdot n_{\text{syn}} \quad (4.1)$$

Der Essonsche Faktor C_{mech} ist demnach das Maß dafür, welches Drehmoment in einem gegebenen Volumen erzeugt werden kann [69]. Der Faktor ist das Produkt aus Grundwellenwicklungsfaktor ξ_1 , Strombelag A und Amplitude der Grundwelle der Luftspaltflussdichte $\hat{B}_{\delta,1}$. Durch Erhöhen des Strombelags oder der Luftspaltflussdichte wird die Ausnutzung erhöht. Beides führt zu erhöhten Verlusten und stärkerer Erwärmung der Maschine.

In diesem Kapitel werden im ersten Abschnitt Möglichkeiten der Kühlung elektrischer Maschinen vorgestellt und ihre Wirksamkeit abgeschätzt. Im zweiten Abschnitt werden die Anforderungen an einen Traktionsantrieb über seine Lebensdauer betrachtet. Daraus werden Reserven für eine höhere Ausnutzung der Maschine mit zeitweise überhörter Wicklungstemperatur abgeleitet. Der dritte Abschnitt bewertet, wie die Leistungsdichte von elektrischen Maschinen durch den Einsatz von höherwertigen Materialien gesteigert werden kann.

Es wird Kobalt-Eisen als Material für den magnetischen Kreis und Kupfer als Leitermaterial für den Rotorkäfig untersucht. Ein vierter Abschnitt betrachtet Außenläufer-, Axialfluss- und Transversalflussmaschinen. Bei

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

diesen Bauarten wird die Luftspaltfläche vergrößert und die Anordnung der Maschinenteile geändert. Dadurch wird unter bestimmten Randbedingungen die Drehmomentdichte gegenüber Radialflussmaschinen erhöht.

4.1 Verbesserung der Wärmeabfuhr

Die Leistungsfähigkeit eines elektrischen Antriebs wird an der erreichbaren Dauerleistung gemessen. Die Kurzzeitleistung ist sehr stark von äußeren Einflüssen abhängig, besonders von der zur Verfügung stehenden Scheinleistung an den Klemmen der E-Maschine. Die Dauerleistung ist durch die zulässige Erwärmung der Maschine begrenzt. Daher müssen Verluste in der Maschine vermieden und entstehende Verlustwärme durch eine effiziente Kühlung abgeführt werden. Im günstigsten Fall wird die Verlustwärme direkt am Ort ihres Entstehens abgeführt. In diesem Kapitel werden Kühlungsarten für elektrische Maschinen vorgestellt. Im Vordergrund stehen Kühlungen, die für Traktionsantriebe geeignet sind und eine hohe Leistungsdichte ermöglichen. Im zweiten Abschnitt werden die vorgestellten Kühlungsarten gegenübergestellt und bewertet.

4.1.1 Arten der Kühlung

Selbstkühlung und Oberflächenbelüftung

Selbstgekühlte Motoren führen die Verlustwärme durch Wärmeleitung an die Lastmaschine ab, an der sie angebaut sind und geben Wärme durch natürliche Konvektion an die Umgebungsluft ab. Bei Kleinantrieben und bei Servomotoren für die Automatisierungstechnik [70] spielen selbstgekühlte Motoren eine große Rolle, für Traktionsantriebe haben sie keine Bedeutung.

Als Industrieantriebe werden Asynchronmaschinen millionenfach als geschlossene, oberflächenbelüftete Motoren eingesetzt. Für

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

Traktionsanwendungen ist die Leistungsdichte zu gering, um wirtschaftlich zu sein.

Mantelkühlung

Für Flüssigkeitskühlungen als Mantelkühlung gibt es eine Vielzahl von Gestaltungsmöglichkeiten bezüglich der Führung des Kühlmittelflusses. [71] beschreibt spiralförmige, verschiedene in Umfangsrichtung mäanderte (U-förmige) und axial mäanderte Kühlkanäle (Abbildung 4.1). Demnach ist die die Kühlwirkung bei allen Formen nur von der bedeckten Oberfläche abhängig. Der notwendige Druck, um eine gegebene Durchflussmenge durch das Kühlsystem zu pumpen, unterscheidet sich jedoch um das Zehnfache. Andererseits ist der Wärmeübergang an den Wänden der Kühlkanäle abhängig von der Strömungsform [52][72]. Beim Übergang von laminarer zu turbulenter Strömung steigt der Wert des Wärmeübergangskoeffizienten sprunghaft an. Sehr dünne Stege zwischen den Kühlkanälen können die Wärme nicht an die Oberseite der Kühlkanäle leiten, sodass effektive Kühlfläche nicht genutzt wird. Starke Stege erhöhen die mechanische Steifigkeit des Gehäuses. In Fahrzeugen sind die bereitgestellte Durchflussmenge und der maximal verfügbare Druck begrenzt (Vgl. Lastenheft Effect360°, Anhang A.3).

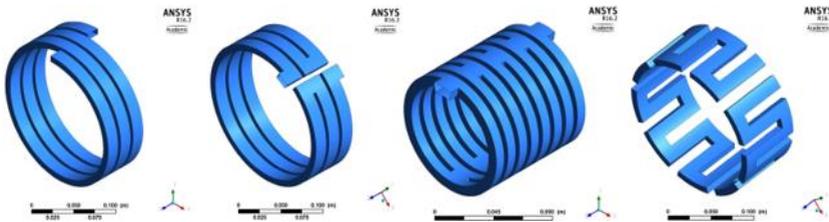


Abbildung 4.1: Eine Auswahl möglicher Formen der Kanäle von Mantelkühlungen. Untersucht in [71].

Wellenkühlung

Eine zusätzliche Kühlung des Rotors ist durch eine axiale Bohrung in der Welle realisierbar. Die Verluste des Rotors werden nach innen abgeführt. Mit der Wellenkühlung werden auch die Lager gekühlt. So wird

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

vermieden, dass sich die Innenschalen der Lager stärker erwärmen als die Außenschalen und sich die Lager verspannen können.

Bei Asynchronmaschinen betragen die Rotorverluste etwa 25 % der Gesamtverluste. Ohne Wellenkühlung wird ein Teil der Verluste über das Rotorpaket und die Welle an die Lagerschilde abgeführt. An das Getriebe wird über die Welle Wärme, je nach Belastung, zu- oder abgeführt. Ein weiterer Teil der Verluste wird über die Endringe an die Wickelkopfräume abgegeben. Dort werden sie an die Wickelköpfe des Stators, an die Endkappen des Gehäuses und an die Welle übertragen. Der größte Teil der Rotorverluste wird ohne Wellenkühlung über den Luftspalt auf den Stator übertragen. Dort werden sie über den gleichen Wärmepfad über die Zähne und das Joch an die außenliegende Kühlung abgeführt, wie die Verluste der Statorwicklung. Eine Wellenkühlung verbessert die Wärmeabfuhr aus dem Rotor und senkt das Temperaturniveau der Wicklung. Eine Wellenkühlung kann als durchgehende Bohrung in der Welle, als Teilbohrung mit seitlichem Auslass oder, wie in [73] beschrieben, als Sackloch mit feststehender Kühllanze ausgeführt werden.

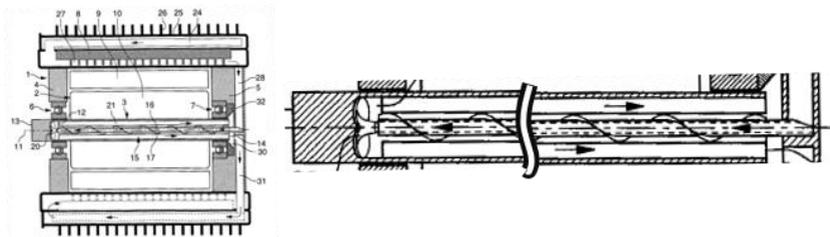


Abbildung 4.2: Aus einem Patent für eine Wellenkühlung mit feststehender Kühllanze [73]

Die Nachteile einer Wellenkühlung sind, dass eine umlaufende Dichtung realisiert werden muss und dass das zweite Wellenende nicht frei für Geber genutzt werden kann.

Innenbelüftung

Große Maschinen und schnelllaufende Antriebe werden in Schutzart IP23 mithilfe von Fremdlüftern durch Innenbelüftung gekühlt. Beispiele dafür sind Hauptspindelantriebe [70] und Kompressoren [56]. Der Motor des Renault Zoe ist ein Beispiel für eine Traktionsmaschine mit Innenbelüftung. Mit zunehmender Baugröße wird das Verhältnis von Oberfläche zu Volumen ungünstiger. Durch Oberflächenkühlung kann die im Inneren entstehende Verlustwärme nicht mehr ausreichend aus der Maschine abgeführt werden. Bei hoher Drehzahl entstehen mehr Oberwellenverluste an den Oberflächen im Luftspalt, sodass der Vorteil einer Innenbelüftung deutlicher wird. In [70] erreichen Innenbelüftete Maschinen mehr als das 3-fache der Leistungsdichte im Vergleich zu Oberflächengekühlten Maschinen gleicher Baugröße.

Der Nachteil der Innenbelüftung ist, wie bei der Oberflächenbelüftung, die Geräuscentwicklung.

Nutkühlung / indirekte Wicklungskühlung

Der größte Anteil der Verlustwärme entsteht in der Statorwicklung. Das Isolationssystem der Wicklung bestimmt die Lebensdauer der Maschine. Weil die Alterung mit steigender Temperatur exponentiell beschleunigt abläuft [74], muss die Wärme so nah wie möglich an der Wicklung abgeführt werden. Wasserhaltiges Kühlmittel, insbesondere Wasser/Glykol-Gemische sind elektrisch leitfähig und dürfen nicht direkt mit der Wicklung in Kontakt kommen. Daher wird nach Lösungen gesucht, Kühlkanäle nah an der Wicklung zu platzieren. Innerhalb der Nuten ist der Bauraum begrenzt und wird für die Leiter der Wicklung benötigt. Im Bereich der Nutöffnungen können Hohlräume geschaffen werden, wenn der Stator zum Luftspalt hin abgedichtet wird. In [75] wird eine Kühlung der Nutöffnungen mit Kühlkanälen im Blechpaket kombiniert. Bei Zweischicht-Zahnspulenumwicklungen entstehen Freiräume zwischen beiden Wicklungsschichten, die nicht für die Wicklung genutzt werden können. Bei Verwendung von Massivleitern mit großem Querschnitt entstehen im Bereich der Nutöffnungen hohe Wirbelstromverluste,

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

sodass die Bereiche nicht für die Wicklung genutzt werden können. Schiefer [76] nutzt diese Zwischenräume für Kühlkanäle und erreicht eine sehr gute Wärmeabfuhr aus der Wicklung.

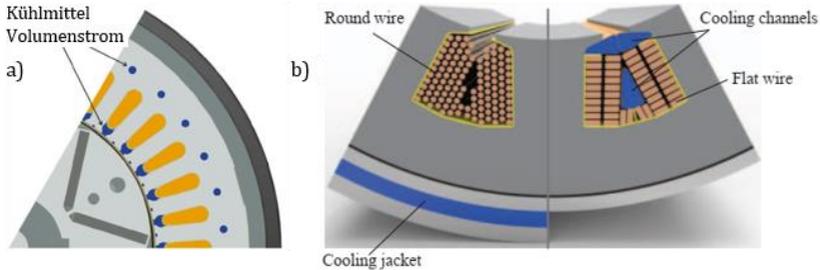


Abbildung 4.3: a) Kühlkanäle an der Nutöffnung und im Blechpaket eines Stators mit verteilter Wicklung [75].
b) Wasser-Mantelkühlung (links) gegenüber Kühlkonzept mit isolierten Kühlkanälen in der Nut (rechts) [76].

Direkte Wicklungskühlung

Die direkte Kühlung der Wickelköpfe und des Rotors durch direkten Kontakt mit einer elektrisch nicht-leitenden Flüssigkeit, z. B. Öl, wird in Forschungsprojekten untersucht und ist im Tesla Model 3 bereits in Serie realisiert. Die Wickelköpfe und der Rotor werden dabei durch Düsen angesprüht. Eine Kombination mit einer Wellenkühlung bietet sich an, wenn das Kühlmittel durch eine Wellenbohrung an beide Enden der

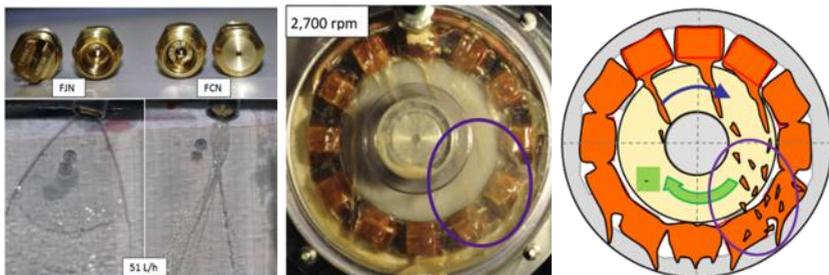


Abbildung 4.4: Düsenformen mit Strahlbild und Ölfluss am Wickelkopf einer Zahnspulenwicklung als Fotografie und schematisch [77]

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

Maschine geführt wird. Die analytische Berechnung einer Sprühnebelkühlung ist wegen der gemischten Luft-Öl-Phasen mit großer Unsicherheit behaftet. Die veröffentlichten Untersuchungen vergleichen Wärmeübergangskoeffizienten anhand von Parameterstudien mit unterschiedlichen Düsenanordnungen und Durchflussmengen [77][78]. [79] wendet das Prinzip zur Kühlung einer SSM an und erreicht 2 kW/kg.

Direkte Wicklungskühlung wird bei Kraftwerksgeneratoren sehr hoher Leistung durch Hohlleiter erreicht, die mit Wasserstoffgas oder behandeltem Wasser gekühlt werden. [80] wendet das Prinzip auf einen Traktionsantrieb aus Serienfertigung an und erreicht damit eine Verdoppelung der Leistungsdichte. Als Kühlmittel wird Wärmeträgeröl verwendet.

Wärmeleitbrücken im Blechpaket

Lindh Et. al. zeigen eine Untersuchung [81], bei der Kupferstäbe in das Blechpaket eingebracht werden (Abbildung 4.5). Die Enden der Stäbe haben direkten Kontakt zum Kühlwasser. Der Wärmeleitwert von Kupfer ist 13-fach größer als der von Elektroblech. Daher wird die Wärmeabfuhr aus dem Blechpaket durch die Kupferstäbe verbessert, auch wenn die Stäbe nur punktuell verteilt sind. Rechnerisch wird der Wärmewiderstand vom Blechpaket in das Kühlmittel halbiert, wenn $\frac{1}{6}$ des Volumens durch Kupfer ersetzt wird. Dabei muss bedacht werden, dass in Kupferstäben im magnetischen Kreis von elektrischen Maschinen zusätzliche Wirbelstromverluste auftreten. In der Untersuchung wird am Beispiel einer Axialflussmaschine die Wicklungstemperatur um 15 K gesenkt. Die Autoren machen keine Angabe, um welchen Faktor die Wärmeabfuhr verbessert wurde. In einer weiteren Ausführung wurden in der Veröffentlichung Kupferstäbe in axiale Richtung in das Blechpaket des Rotors einer Permanentmagnet-Synchronmaschine eingebracht. In der Untersuchung konnte damit keine Verbesserung der Leistung der Maschine erreicht werden. Die Versuchsergebnisse weisen dennoch darauf hin, dass das Verfahren in Kombination mit einer Innenkühlung geeignet ist, die Rotortemperatur zu reduzieren.

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

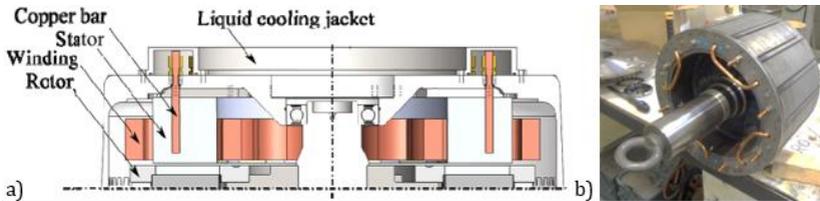


Abbildung 4.5: Vorschlag zur besseren Wärmeabfuhr ins Kühlsystem durch Kupferstäbe. a) Schnittbild einer Axialflussmaschine mit Kupferstäben im Statorblechpaket. b) Rotor einer PSM mit Kupferstäben unter den Magneten. [81]

4.1.2 Bewertung der Kühlungsarten

Die vorgestellten Kühlsysteme werden im Folgenden miteinander verglichen und bewertet. Tabelle 5 gibt eine qualitative Bewertung ihrer Eigenschaften. Die Bewertung wird nachfolgend erläutert.

Selbstkühlung und Oberflächenbelüftung sind der Vollständigkeit halber aufgeführt, weil sie eine herausragende Rolle bei Kleinmotoren und bei Industrieanwendungen einnehmen. Für Traktionsanwendungen sind sie wegen des beschränkten Bauraums nicht geeignet. Alle anderen Kühlungsarten wurden schon im vorherigen Abschnitt so ausgewählt, dass sie gut für Traktionsanwendungen geeignet sind.

Wärmeabfuhr aus der Statorwicklung

In Bezug auf die Wärmeabfuhr aus der Statorwicklung bieten die direkte und indirekte Wicklungskühlung die beste Kühlwirkung. Das Kühlmittel wird nah an die Wicklung gebracht, der Wärmewiderstand zwischen Wicklung und Kühlmittel ist gering. Bei Mantelkühlungen behindert der Wärmepfad über die Nutisolierung, die Statorzähne und das Statorjoch die Wärmeabfuhr. Die in der Tabelle aufgeführten Wärmeleitbrücken sind keine eigenständige Kühlungsart, sondern ein Hilfsmittel, die Wärmewiderstände zwischen Wicklung und Mantelkühlung zu verringern.

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

Tabelle 5: Bewertungstabelle für Kühlungsarten von Traktionsantrieben

	Eignung für Traktionsantriebe	Wärmeabfuhr aus der Statorwicklung	Wärmeabfuhr aus dem Rotor	Schutz der Lager	Konstruktiver Aufwand	Eignung für hohe Drehzahl
Selbstkühlung / Oberflächenbelüftung	--	--	--	--	++	++
Mantelkühlung	++	+	-	-	+	++
Wellenkühlung	++	-	+	++	-	0
Innenbelüftung	++	+	0	+	+	++
Nutkühlung / indirekte Wicklungskühlung	++	++	-	-	--	++
Direkte Wicklungskühlung des Stators (Umströmung)	++	++	-	-	--	++
Direkte Wicklungskühlung (Öl-Sprühnebel)	++	++	++	+	--	--
Wärmeleitbrücken	++	+	0	--	--	++

Von den Wickelköpfen des Stators kann Wärme gut mit einer Innenbelüftung abgeführt werden. Das ist als Ergänzung zu einer Mantelkühlung wirkungsvoll.

Eine Wellenkühlung hat nur indirekten Einfluss auf die Temperatur der Statorwicklung, soweit sie die Wärmemenge verringert, die über den gleichen Wärmepfad abgeführt wird, wie die Verluste der Statorwicklung.

Wärmeabfuhr aus dem Rotor

Die Wirksamkeit einer Wellenkühlung für die Wärmeabfuhr aus dem Rotor hängt davon ab, an welchem Ort die Verluste im Rotor entstehen. Das Verhältnis des Radius an dem die Verluste entstehen, zum Radius der

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

Wellenkühlung bestimmt, wie groß der Einfluss der Wellenkühlung ist. Die Wärme entsteht im Rotor von Asynchronmaschinen im Käfig und an der Rotoroberfläche. Über den Käfig wird sie nach innen geleitet. Dadurch ist die Wirksamkeit einer Wellenkühlung bei Asynchronmaschinen hoch. Bei PSM entstehen die Verluste nah an der Oberfläche des Rotors. Das Elektroblech und die Magnete haben schlechtere Eigenschaften der Wärmeleitung als Aluminium oder Kupfer. Daher ist der Nutzen einer Wellenkühlung bei PSM geringer als bei Asynchronmaschinen.

Mantelkühlung, indirekte und direkte Wicklungskühlung des Stators können aus dem Rotor nur indirekt Wärme über den Luftspalt und die Stirnräume abführen. Dementsprechend schlecht muss ihre Kühlwirkung für den Rotor bewertet werden.

Die Kühlwirkung einer Innenbelüftung ist wegen der geringen Wärmekapazität von Luft sehr stark von der geförderten Luftmenge abhängig. Mit der Luftmenge wird die Geräusentwicklung stärker, das kann bei Traktionsantrieben problematisch sein.

Die beste Kühlwirkung für den Rotor wird mit einer direkten Benetzung des Rotors mit dem Kühlmittel bei nasslaufenden Rotoren erreicht.

Thermischer Schutz der Lager

Eine Wellenkühlung erreicht den besten Schutz der Lager. Die Lager werden von innen gekühlt. Dadurch wird sichergestellt, dass die Erwärmung der Innenringe der Lager geringer ist, als die der Außenringe und sich die Lager nicht verspannen können.

Innenbelüftungen und Kühlungen mit nasslaufenden Rotoren erreichen ebenfalls einen Schutz der Lager. Dabei wirkt die Kühlung einseitig auf die Lager und eine gute Kühlwirkung ist nicht gewährleistet.

Die übrigen Kühlungsarten bieten keinen Schutz der Lager. Eine gute Kühlung der Lagerschilde durch eine Mantelkühlung kann im Gegenteil dazu führen, dass die Außenringe der Lager sich weniger aufweiten als die Innenringe. Die Gefahr, dass sich die Lager verspannen, wird verstärkt.

Konstruktiver Aufwand und Eignung für hohe Drehzahlen

In dieser Arbeit steht die Konstruktion und gezielte Verbesserung des Kühlsystems nicht im Vordergrund. Alle Arten der Wicklungskühlungen sind mit hohem konstruktiven Aufwand und Risiko verbunden. Bei Nut- und Wickelkopfkühlungen mit wässrigen Kühlmitteln muss untersucht werden, wo im Fall einer verteilten Wicklung Platz für Kühlkanäle geschaffen werden kann. Die Dichtigkeit und die Isolation zur Wicklung muss sichergestellt sein. Direkte Wicklungskühlungen mit Öl und trockenlaufendem Rotor erfordern eine zuverlässige Abdichtung der Wickelkopfräume und der Nutöffnungen zum Rotor hin. Ölkühlungen mit nasslaufenden Rotoren scheiden wegen der angestrebten hohen Drehzahl aus. Es liegen keine Erfahrungen vor, wie sichergestellt werden kann, dass kein Kühlmittel in den Luftspalt gelangt.

Mantelkühlungen sind der Stand der Technik und es gibt zahlreiche Ausführungsbeispiele. Abhängig von der Konstruktion müssen erhöhte Kosten für doppelte Gehäuse gerechnet werden. Dennoch sind der Aufwand und das Risiko für die Konstruktion vergleichsweise gering. Für Wellenkühlungen gibt es ebenfalls Ausführungsbeispiele. Eine Unsicherheit besteht in der Dichtung an der rotierenden Welle. Die Kombination von Wasser-Glykol als Kühlmittel und hoher Drehzahl wirkt sich ungünstig aus. Eine Innenbelüftung kann einfach als zusätzliche Kühlung bei der Konstruktion des Gehäuses vorgesehen werden. Es besteht ein zusätzlicher Aufwand für die Auswahl und Konstruktion der externen Belüftungseinheit.

4.1.3 Auswahl des Kühlsystems

In dieser Arbeit werden die Versuchsmaschinen mit einer Mantelkühlung ausgestattet. Mantelkühlungen bieten eine gute Wärmeabfuhr aus der Statorwicklung und erlauben eine große Freiheit in der Gestaltung des Gehäuses und der Lagerschilde. Das Kühlmittel und die Durchflussmenge sind durch die Anforderungsliste im Projekt Effect360° gegeben.

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

Wegen der Defizite der Mantelkühlung in Bezug auf die Wärmeabfuhr aus dem Rotor und für den Schutz der Lager vor Überhitzung, wird zusätzlich eine Wellenkühlung entwickelt. Eventuelle Defizite der Dichtigkeit bei hohen Drehzahlen werden akzeptiert, da die Maschinen für den Betrieb am Prüfstand vorgesehen sind.

Eine Innenbelüftung ergänzt die Mantelkühlung und die Wellenkühlung. Die Innenbelüftung ist als zusätzliche Kühlung vorgesehen und soll experimentell zeigen, welche Leistungssteigerung durch die Kühlung der Stirnräume erreichbar ist.

4.2 Erhöhung der Materialausnutzung

Nachdem im vorherigen Abschnitt betrachtet wurde, mit welcher Art von Kühlsystem die Verluste am besten aus der Maschine abgeführt werden können, wird in diesem Abschnitt untersucht, welche Übertemperatur im Betrieb zulässig ist, ohne die Lebensdauer des Antriebs gegenüber der Lebensdauer des Fahrzeugs zu verkürzen.

4.2.1 Temperaturabhängige Berechnung der Alterung

Die Lebensdauer der elektrischen Maschine wird durch die Alterung der Wicklungsisolation begrenzt. Die Isolation besteht, chemisch betrachtet, aus Kombinationen von Amiden, Polyimiden, Polymeren und teilweise Polyurethan. Bei der chemischen Alterung dieser Stoffe wird zwischen Kurzzeit- und Langzeitverhalten unterschieden [82]. Die kurzzeitigen Prozesse entstehen durch Erweichen oder durch physikalische Alterungsvorgänge. Sehr großer Erhitzung bis in den Bereich der Schmelz- oder Erweichungstemperatur zerstört die Isolation. Tabelle 6 vergleicht die Temperaturkennwerte einiger verbreiteter Isolationswerkstoffe. Das Langzeitverhalten ist ein chemischer Abbauprozess, der durch die chemische Kybernetik beschrieben wird. Die Alterung des Isolationssystems elektrischer Maschinen gilt als Reaktion nullter Ordnung, die Zersetzungsprozesse sind dabei zeitunabhängig und additiv.

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

Tabelle 6: Temperaturkennwerte von Elektroisolierstoffen [138][139][140]

Lackdrahtisolation		Wärmeklasse	Grenztemperatur
Polyurethan		155 / 180	200 °C – 265 °C
Polyesterimid		180	280 °C – 325 °C
THEIC modifiziertes Polyesterimid		200	320 °C – 360 °C
THEIC modifiziertes Polyesterimid + Polyamidimid		210	360 °C – 380 °C
Polyamidimid		220 / 230	400 °C – 410 °C
aromatisches Polyamid		245	410 °C – 450 °C
Flächenisolierstoffe			
Polypropylen	PP	105	160 °C
Polyethylenterephthalat	PET	130 / 155	250 °C
PET – Polyesterfolie	z. B. Mylar®	155 / 180	250 °C
Aromatisches Polyamidpolymer (Aramid)		220	400 °C – 450 °C
	z. B. Nomex®		
Polyimid-Folie (Duroplast)	z. B. Kapton®	240	800 °C

$A(t)$ sei ein Maß für die intakten Molekülketten im Material. Die Abnahme der intakten Zustände kann als einfache Gleichung beschrieben werden:

$$A(t) = A_0 - k \cdot t \quad (4.2)$$

Das erlaubt, die Alterung einzelner Zeitabschnitte unabhängig voneinander zu berechnen und zu summieren [83][84]. So wird eine bestimmte Anzahl intakter Molekülketten als Anfangszustand definiert und das Unterschreiten einer unteren Schwelle intakter Molekülketten kennzeichnet das Ende der Lebensdauer. Die Temperaturabhängigkeit des Prozesses steckt in der Reaktionskonstanten k , die durch die Arrhenius-Gleichung beschrieben wird.

$$k = F_f \cdot e^{\frac{-E_A}{RT}} \quad (4.3)$$

Darin ist T die absolute Temperatur, die weiteren Parameter sind thermodynamische Konstanten: Aktivierungsenergie E_A , allgemeine Gaskonstante R und ein Frequenzfaktor F_f (Interaktion zwischen Molekülen). Für die Berechnung des Alterungszustands ist es nicht notwendig, die molekularen Kenngrößen wie Anzahl intakter und

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

beschädigter Molekülketten oder Frequenzfaktor explizit zu kennen. Es genügen zwei Bedingungen für die Berechnung der Alterung

1. Es muss die Zeitspanne bekannt sein, in der unter festgelegten Bedingungen die Lebensdauer erreicht ist. Die Zeitspanne ist die erwartete Lebensdauer L_0 .
2. Es gilt die als Regel von Montsinger bekannte Beobachtung, dass pro 10 K erhöhter Wicklungstemperatur die Lebensdauer halbiert wird [85].

Mit den Begriffen aus [86] ist der Temperaturindex TI die Temperatur, bei der die erwartete Lebensdauer L_0 erreicht wird, wenn die Temperatur konstant gehalten wird. Die Temperaturdifferenz, bei der sich jeweils die Lebensdauer halbiert, wird als Halving Interval Coefficient HIC bezeichnet. Montsinger hat seine Untersuchungen in den 30er Jahren an Transformatoren mit Papier-Öl-Isolationssystemen durchgeführt. In späteren Veröffentlichungen finden sich auch geringere Temperaturwerte, die zur Halbierung der Lebensdauer führen. Vorsichtige Schätzungen gehen davon aus, dass sich die Lebensdauer schon bei um 8 K erhöhter Dauertemperatur halbiert. Deshalb werden die Berechnungen in dieser Arbeit mit zwei HIC , 8 K und 10 K, durchgeführt. Damit werden eine optimistische und eine vorsichtige Schätzung der Lebensdauer abgegeben und der Einfluss des HIC gezeigt.

Mit Gleichung (4.2) kann k als temperaturabhängige Geradensteigung interpretiert werden. Bei jeder Erhöhung der Temperatur um ein HIC wird die Steigung verdoppelt, so wie in Abbildung 4.6 dargestellt. Da die absolute Anzahl der intakten Molekülketten keine Bedeutung hat, können die Achsenabschnitte A_0 und A_x beliebig gewählt werden. Mit $A_0 = 1$ und $A_x = 0$ wird

$$k = \frac{A_0 - A_x}{\frac{L_0}{2^d}} = \frac{2^d}{L_0} = \frac{1}{L_0} \cdot 2^{\frac{\vartheta - TI}{HIC}} \quad (4.4)$$

Aus den Geraden werden temperatur- und zeitabhängige Funktionen, die aus Fahrzyklus-Simulationen in Kombination mit thermischen

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

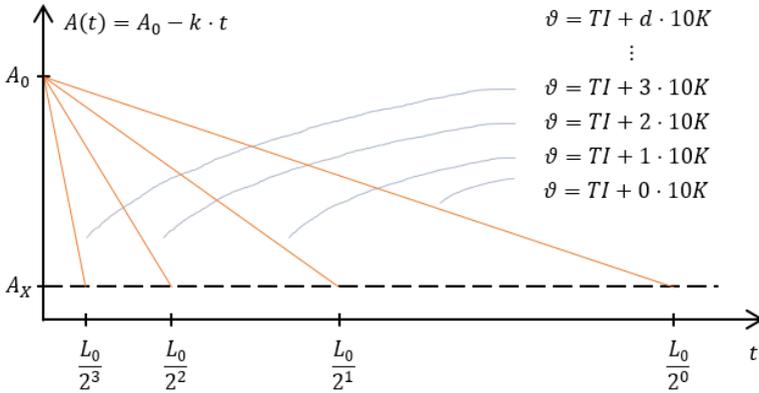


Abbildung 4.6: Lineare Alterung mit Temperatureinfluss nach Montsinger. Erhöhung der Temperatur um 10 K halbiert die Lebensdauer.

Berechnungen gewonnen werden. Durch Integration der Funktionen über der Zeit wird der verbleibende Anteil Restlebensdauer berechnet

$$R(t, \vartheta) = 1 - \frac{1}{L_0} \int_0^t 2^{\frac{\vartheta(\tau) - TI}{HIC}} d\tau \quad (4.5)$$

4.2.2 Alterung der Isolation im Fahrzyklus

In einer studentischen Arbeit wurden exemplarische Fahrzyklen für verschiedene Fahrzeugklassen und für unterschiedliche Nutzungsprofile erstellt [S5]. Die Fahrzyklen stützen sich auf Statistiken [87][88][89][90] und spiegeln durchschnittliche Fahrstrecken von Pendlern, Privatleuten und Firmenfahrzeugen wieder. Darüber hinaus wurden auch extreme Steigungen und das Überwinden von Bordsteinkanten betrachtet. Die thermischen Berechnungen ergeben, dass normale Alltagsfahrten die Alterung des Isolationssystems nicht merkbar beschleunigen. Die Wicklungstemperatur bleibt unterhalb der Bemessungstemperatur des Isolationssystems. Erst bei längeren Strecken mit Autobahnfahrten ab etwa 50 km wird die Wicklung höher erwärmt, sodass eine verstärkte

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

Alterung einsetzt. Deutlich bemerkbar wird die Alterung erst, wenn die Leistungsgrenzen des Antriebs über einen längeren Zeitraum gefordert werden. Als Beispiel zeigt Abbildung 4.7 einen Fahrzyklus mit Autobahnanteil. Dabei wurde eine sehr dynamische Fahrweise simuliert, bei der die Höchstgeschwindigkeit über weite Strecken erreicht wird. Hinzu kommen häufige Beschleunigungs- und Abbremsvorgänge. Der Temperaturindex TI des Isolationssystems ist $180\text{ }^{\circ}\text{C}$. Bei vorsichtiger Berechnung mit $HIC = 8\text{ K}$ verringert sich die Lebenserwartung des Isolationssystems während der 150 km weiten Strecke um knapp zwei Stunden. Hochgerechnet auf $L_0 = 20.000\text{ h}$ Lebenserwartung erreicht der Antrieb eine Fahrleistung von $1,5\text{ Mio. km}$. Das Ergebnis macht deutlich, dass die Lebenserwartung des Isolationssystems die Lebenserwartung des Fahrzeugs übersteigt. Die Reserve kann genutzt werden, indem zugelassen wird, dass die TI -Temperatur bei Arbeitspunkten mit maximaler Belastung überschritten wird. Das erlaubt, die Maschine kleiner zu dimensionieren und die Leistungsdichte zu erhöhen.

Mit einem Isolationssystem der Wärmeklasse 155 (F) liegt die Maximaltemperatur in diesem Zyklus über weite Strecken 50 K über dem TI , kurzzeitig bis 73 K darüber. Das Isolationssystem altert, bei Annahme

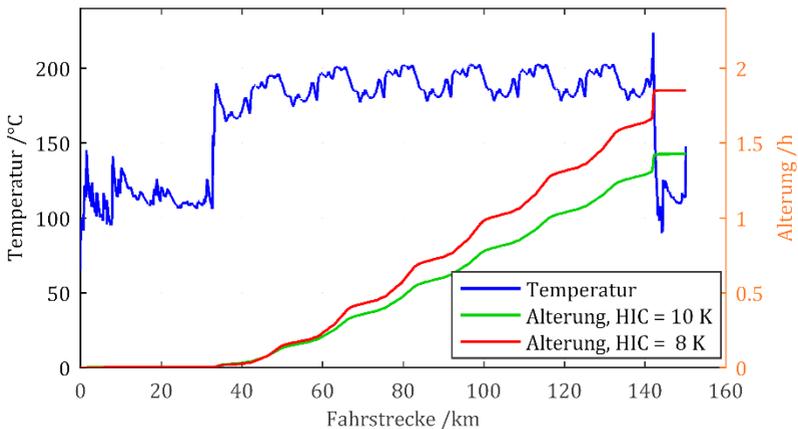


Abbildung 4.7: Wickelkopftemperatur und Alterung der Wicklung über einen Fahrzyklus, 150 km mit Autobahnanteil. Wicklungssystem in Wkl. 180 (H) ausgeführt mit Annahme $HIC = 10$ und $HIC = 8$.

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

$HIC = 10$ K, um 11,4 h, bei $HIC = 8$ K um 24 h. Ein Fahrzeug, das ausschließlich für diesen Fahrzyklus eingesetzt wird, erreicht damit 260.000 km, respektive 125.000 km über die Lebensdauer des Isolationssystems summiert. Die Untersuchungen aus [S5] und weiterführende eigene Untersuchungen zeigen, dass die Alterung des Isolationssystems die Lebensdauer des Fahrzeugs auch bei sehr intensiver Nutzung über begrenzte Zeiträume nicht begrenzt. Bei normalen Fahrten im Alltag, im Stadtverkehr und bei Langstreckenfahrten mit durchschnittlich zu erwartenden Verkehrsverhältnissen schreitet die Alterung des Isolationssystems langsam vor. Dadurch wird, auch bei zeitweilig sehr hoher Überlastung des Isolationssystems, eine Fahrleistung von mehreren 10^6 km bis 10^7 km erreicht.

Das Fazit der Untersuchung ist, dass bei der Auslegung von Traktionsantrieben für PKW höhere Temperaturen zugelassen werden können, als durch die TI-Temperatur des Isolationssystems vorgegeben ist. Im realen Gebrauch des Fahrzeugs sind die Zeiträume, in denen die Maximaltemperatur auftritt, kurz im Verhältnis zur gesamten Nutzungsdauer des Fahrzeugs. Die Auslegung kann auch für den Dauerbetrieb auf höhere Maximaltemperaturen erfolgen unter den Voraussetzungen, dass der Dauerbetrieb über die Lebensdauer des Fahrzeugs nicht häufig auftritt, und dass keine zerstörende Grenztemperatur überschritten wird.

Mit der hier gewonnenen Erkenntnis wird später in dieser Arbeit das Potenzial für eine zusätzliche Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Maximaltemperatur im Dauerbetrieb aufgezeigt (Abs. 8.4.3).

4.3 Einsatz höherwertiger Materialien

In diesem Abschnitt werden Möglichkeiten untersucht, das Drehmoment durch den Einsatz höherwertiger Materialien zu steigern. Nach der Aufstellung in Kapitel 2 können bessere Materialien dazu verwendet werden, eine höhere Flussdichte zu erreichen oder dazu, den Strombelag

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

zu erhöhen. Dabei wird Kobalt-Eisen (CoFe) für den magnetischen Kreis und Kupfer für den Läuferkäfig betrachtet.

Im Leistungsbereich bis ca. 500 kW werden die Rotorkäfige von Asynchronmaschinen in großem Umfang aus Aluminium hergestellt. Bei Wirkungsgrad-Normmotoren und bei Pumpen wird von einzelnen Herstellern Kupfer als Käfigmaterial verwendet [32][91][92]. Bei Traktionsantrieben ist die Asynchronmaschine des Tesla Model S ein Beispiel für den Einsatz von Kupfer als Käfigmaterial. Hier werden gesteckte Stäbe verwendet, bei denen der Spielraum zur Gestaltung der Nutform eingeschränkt ist. Der Endring ist aus Segmenten zusammengesetzt, die mit den Stäben verlötet oder verschweißt werden. Der spezifische Widerstand von Kupfer ist um etwa ein Drittel geringer als der von Aluminium. Die Stromwärmeverluste im Rotor machen etwa 25 % - 30 % der Gesamtverluste einer Asynchronmaschine aus. Mit dem Ersatz des Aluminiums durch Kupfer können also etwa 8 % - 10 % der Gesamtverluste eingespart werden. Um welches Maß die Dauerleistung damit erhöht werden kann, hängt von den thermischen Widerständen der Maschine ab. Bei hohen Verlusten im Rotor bestimmt die Grenztemperatur des Rotors die maximale Dauerleistung der Maschine. Mit einem Berechnungsbeispiel werden die Verhältnisse verdeutlicht. Eine Asynchronmaschine wird mit identischem Schnitt mit Aluminium- und mit Kupferkäfig berechnet. Bei beiden Varianten wird die thermische Grenzkenlinie mit Hilfe des in Abschnitt 3.4.1 vorgestellten thermischen Modells berechnet.

Bei einem direkten Vergleich von Kupfer- und Aluminiumläufer fällt auf, dass das Drehmoment des Aluminiumläufers im niedrigen Drehzahlbereich gegenüber dem Drehmoment des Kupferläufers reduziert ist. Wird für den Käfig eine Grenztemperatur von 180 °C angenommen, erreicht die Maschine mit Kupferrotor etwa 21 % mehr Drehmoment. Bei einer zulässigen Käfigtemperatur von 200 °C werden mit dem Kupferläufer etwa 14 % mehr Drehmoment erreicht (Abbildung 4.8). Bemerkenswert ist dabei, dass beim Kupferläufer die Grenztemperatur von 180 °C nicht überschritten wird und die thermische Grenze durch die

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

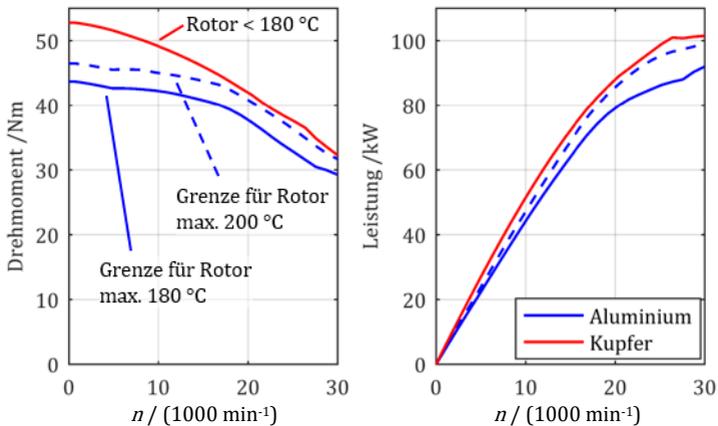


Abbildung 4.8: Thermische Grenzkennlinien von Asynchronmaschinen mit Käfigen aus Aluminium und Kupfer im Vergleich. Grenzttemperatur der Statorwicklung 200 °C.

Statortemperatur bestimmt ist. Die thermische Belastung des Rotors und der Lager ist mit Kupfer geringer als bei einem Aluminiumläufer.

Als Materialien, mit denen die Flussdichte erhöht werden kann, kommen CoFe oder kornorientierte Bandsorten für den Magnetkreis der Maschine in Frage. Beide Materialien stehen wegen ihres hohen Preises nicht für den Massenmarkt zur Verfügung. Bei kornorientierten Bandsorten muss nach Herstellerangaben mit etwa 2-3fachen Materialkosten im Vergleich zu nicht-kornorientierten Bändern gerechnet werden. Die Kosten für CoFe liegen um mindestens Faktor 10 über den marktüblichen Preisen für Standard-Elektrobänder. Trotz der hohen Kosten ist der Einsatz von CoFe-Legierungen für Sonderanwendungen wie Rennsport oder Luft- und Raumfahrt interessant. Deshalb wird in diesem Abschnitt anhand von zwei Beispielen der mögliche Nutzen von CoFe im Hinblick auf die Dauerleistung betrachtet. Die Berechnungen sind als Maximalabschätzungen anzusehen. Es wurden die Magnetisierungskennlinie und die Verlustkoeffizienten aus Einzelblechmessungen des Herstellers verwendet. Lasern, stanzen und paketieren beeinflussen die Werte und führen zu Leistungseinbußen [93]. In den Berechnungen wurde nicht

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

berücksichtigt, dass die mechanische Festigkeit bei der betrachteten Güte geringer ist als die Festigkeit von Silizium-Eisen (SiFe). Es stehen andere Güten zur Verfügung, die mit ähnlichen magnetischen Eigenschaften eine höhere Festigkeit als SiFe erreichen [94].

Brand [95] und Volbers [96] steigern in ihren Arbeiten das Maximalmoment von PSM durch den Einsatz von CoFe um 22 % - 27 %. Zu Dauermoment und Dauerleistung machen sie keine Angaben. Aus den genannten Randbedingungen kann geschlossen werden, dass eine ähnliche Erhöhung erreichbar ist. Centner [97] optimiert den Blechschnitt einer Asynchronmaschine für den Einsatz von CoFe. Er erzielt etwa 10 % höheres Maximalmoment, erzielt jedoch keine Erhöhung der Dauerleistung. Der geringe Vorteil der CoFe-Maschine ist möglicherweise auf Probleme mit der Fertigung der Versuchsmaschinen zurückzuführen, wie in der Arbeit angedeutet wird. Da die oben genannten Arbeiten zeigen, dass eine Leistungssteigerung durch den Einsatz von CoFe möglich ist, werden hier eigene Untersuchungen zur Steigerung der Leistung durch den Einsatz von CoFe angestellt.

In der ersten Betrachtung wird das SiFe der bestehenden Auslegung durch CoFe ersetzt, ohne die Nutgeometrie zu verändern. Durch die höhere Sättigungspolarisation des Materials wird eine höhere Luftspaltflussdichte erzielt. Bei gleichem Strombelag werden ein höheres Dauermoment und eine höhere Dauerleistung erreicht. Die in dem Beispiel berechnete Geometrie entspricht der späteren Prototypengeometrie. Das berechnete Dauerdrehmoment bei kleiner Drehzahl ist mit CoFe um 20 % größer als mit dem verwendeten SiFe. Die Dauerleistung ist 11 % höher (Abbildung 4.11).

Die höhere Sättigungspolarisation des CoFe kann andererseits dazu genutzt werden, die Zahnbreite und die Jochhöhe kleiner auszuführen und dadurch eine größere Nutfläche zu erhalten und den Strombelag im Dauerbetrieb zu erhöhen. Dieser Ansatz wurde in einem zweiten Berechnungsbeispiel gewählt. Der Blechschnitt wird für das CoFe so geändert, dass bei Volllast die gleiche Luftspaltflussdichte erreicht wird,

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

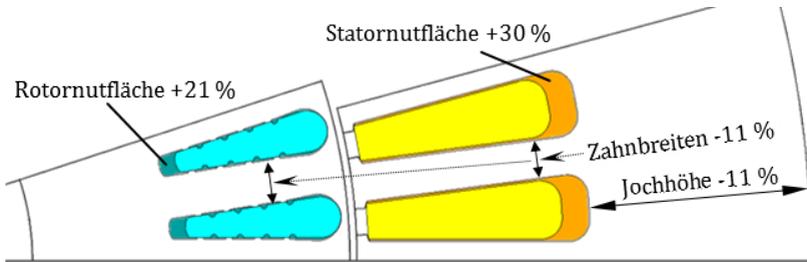


Abbildung 4.10: Vergleich der Nutflächen bei Verwendung von CoFe anstelle von SiFe bei Auslegung mit gleicher Luftspaltflussdichte.

wie bei der Vergleichsmaschine mit SiFe. In Abbildung 4.10 sind beide Geometrien übereinandergelegt, sodass der Unterschied deutlich wird.

In Abbildung 4.9 sind die Flussdichten der drei Auslegungen im Statorzahn, im Statorjoch und im Luftspalt als Funktion des Drehmoments aufgetragen. Exemplarisch sind die Werte bei $n = 18.000 \text{ min}^{-1}$ gezeigt. Auf der linken und mittleren Grafik erreichen die Flussdichten im Eisenkreis der beiden CoFe-Auslegungen höhere Werte, als die Flussdichte der SiFe-Auslegung. Im rechten Diagramm erreicht die Amplitude der Grundwelle der Luftspaltflussdichte bei der Variante mit CoFe und geändertem Blechschnitt den gleichen Wert, wie die der

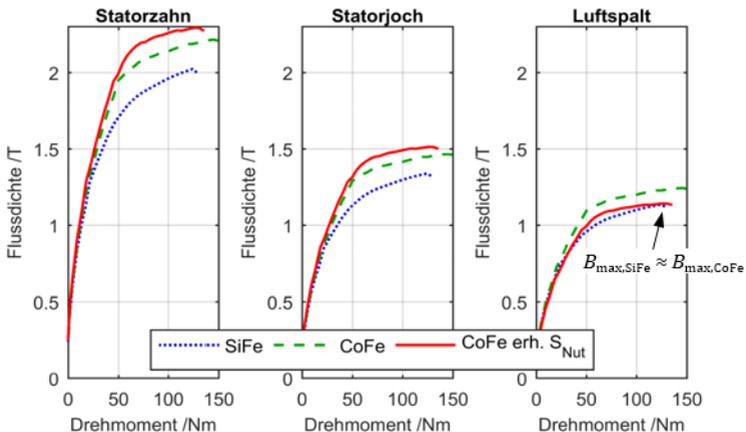


Abbildung 4.9: Flussdichten über Drehmoment bei $n = 18.000 \text{ min}^{-1}$. Auslegung mit SiFe und zwei Varianten CoFe.

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

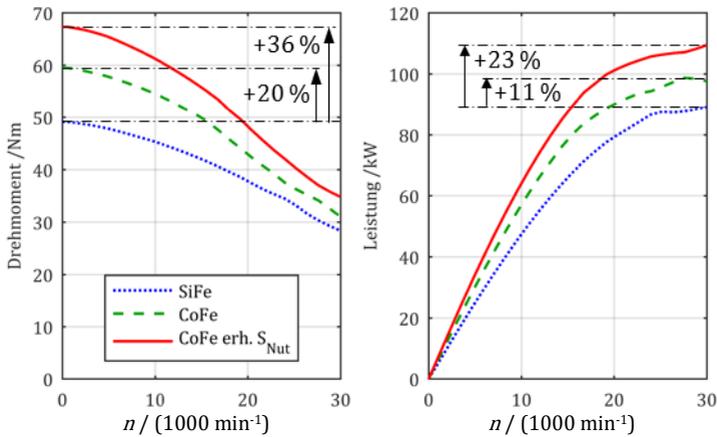


Abbildung 4.11: Thermische Grenzkennlinien von Asynchronmaschinen im Vergleich von SiFe und CoFe. CoFe genutzt für höhere Flussdichte oder für höheren Strombelag.

Auslegung mit SiFe. Das erreichte Dauermoment und die Dauerleistung können mit der angepassten Auslegung mit vergrößerter Nutfläche um bis zu 36 %, die Dauerleistung um 23 % erhöht werden (Abbildung 4.11).

Die in diesem Abschnitt erzielten Ergebnisse zeigen, dass durch den Einsatz von höherwertigen Materialien deutliche Steigerungen der Dauerleistung erreicht werden können. Während der Einsatz von CoFe wegen der hohen Materialkosten für Sonderanwendungen begrenzt ist, steht mit Kupferdruckguss eine Technologie zur Verfügung, die schon in großen Serien eingesetzt wird. Als Käfigmaterial für Asynchronmaschinen hat Kupfer gegenüber Aluminium neben der besseren Leitfähigkeit auch den Vorteil einer höheren Festigkeit und Temperaturstabilität. Dieser Gesichtspunkt ist für Anwendungen mit hoher Drehzahl ein Vorteil. Deswegen soll der Käfig der Maschinen die im Rahmen dieser Arbeit entstehen, im Kupferdruckgussverfahren hergestellt werden.

4.4 Alternative Bauarten elektrischer Maschinen

In diesem Abschnitt wird der Ansatz betrachtet, das Drehmoment durch Änderung der Maschinentopologie zu erhöhen. Es werden drei Maschinentypen betrachtet, die dafür unterschiedliche Ansätze verfolgen. Bei Außenläufermaschinen wird der wirksame Luftspaltdurchmesser erhöht. Mit Axialflussmaschinen wird die Luftspaltfläche vergrößert und mit Transversalflussmaschinen werden sehr hohe Strombeläge bei hohen Polpaarzahlen erreicht.

In diesem Zusammenhang wurden in dieser Arbeit keine detaillierten Auslegungen durchgeführt. Der Vergleich erfolgt durch pauschale Entwurfsgleichungen und durch Literaturstudien.

Außenläufermaschinen

Außenläufermotoren werden als hochpolige, langsam drehende Torquemotoren mit höchsten Drehmomenten als Antriebe für Pressen, Mahlwerke und Drehtische eingesetzt. Als Lüfterantriebe bieten Sie den Vorteil, dass die Lüfter direkt angetrieben werden können. Da kein hohes Drehmoment für hohe Dynamik benötigt wird, kommen auch Ferritmagnete anstelle von Seltenerd magneten zu Einsatz und es werden hohe Wirkungsgrade erreicht. Im Modellbau werden Außenläufer als schnelldrehende Antriebe für Flugzeugpropeller eingesetzt. Sie werden in offener Bauweise ausgeführt, sodass die Wicklung direkt im Luftstrom gekühlt wird. Damit werden 3-4 kW/kg erreicht [98]. Für Traktionsanwendungen kommen Außenläufermotoren als Radnabenantriebe zum Einsatz [99].

Die Steigerung des Drehmoments eines Außenläufers gegenüber einem Innenläufer kann mit einer einfachen Rechnung abgeschätzt werden. Es wird eine 8-polige Maschine mit Oberflächenmagneten betrachtet. Ein typisches Verhältnis von Bohrungs- zu Außendurchmesser ist dafür

$$\frac{D_{i,IL}}{D_a} \approx \frac{2}{3} \quad (4.6)$$

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

Die Aufteilung des Stators in radiale Richtung zwischen Nuthöhe $h_{SN,IL}$ und Jochhöhe $h_{SJ,IL}$ ist in der Größenordnung

$$\frac{h_{SJ,IL}}{h_{SJ,IL} + h_{SN,IL}} = \frac{1}{3} \quad (4.7)$$

Damit ist der Anteil der Jochhöhe am Durchmesser der Maschine

$$h_{SJ,IL} = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{D_a}{2} \quad (4.8)$$

Die Magnethöhe beträgt ungefähr 1/3 der Statorjochhöhe. Beim Außenläufer bleibt die Magnethöhe unverändert gegenüber dem Innenläufer. Da durch das Gleichfeld der Magnete keine Eisenverluste im Rotorjoch entstehen, kann im Rotorjoch eine höhere Flussdichte als im Statorjoch erreicht werden. Faktor zwei ist realistisch, deshalb ist die Jochhöhe

$$h_{RJ,AL} = \frac{1}{2} \cdot h_{SJ,IL} \quad (4.9)$$

Die radiale Höhe des Rotors zwischen Glocke und Luftspalt ist die Summe aus Rotorjochhöhe und Magnethöhe. Aus den vorher getroffenen Annahmen kann sie abgeschätzt werden zu

$$h_{R,AL} = h_{RJ,AL} + h_M = \frac{5}{6} h_{SJ,IL} = \frac{5}{54} \cdot \frac{D_a}{2} \approx \frac{1}{11} \cdot \frac{D_a}{2} \quad (4.10)$$

Damit kann der Innendurchmesser der Außenläufermaschine abgeschätzt werden und mit dem Innendurchmesser der Innenläufermaschine verglichen werdend

$$\frac{D_{i,AL}}{D_{i,IL}} = \frac{49}{54} \cdot \frac{3}{2} = \frac{49}{36} \approx \frac{4}{3} \quad (4.11)$$

In dem gewählten Beispiel wird der Luftspaltdurchmesser und damit auch die Luftspaltfläche um etwa 1/3 vergrößert (Abbildung 4.12). Da die Statornuten bei der Außenläufermaschine nicht beliebig nach innen gezogen werden können, bleibt die Statornutfläche im Wesentlichen unverändert. Daher nimmt der Strombelag A mit größer werdendem

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

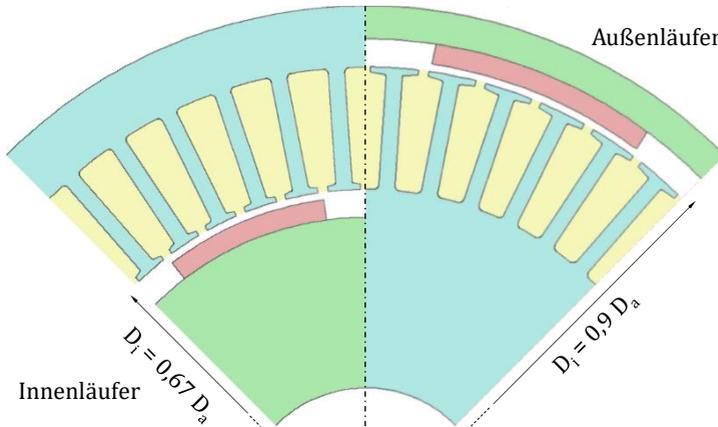


Abbildung 4.12: Umwandlung einer Innenläuferanordnung zu einem Außenläufer.

Luftspaltdurchmesser ab. Die Luftspaltflussdichte bleibt konstant, sodass die erzeugte Schubspannung als Produkt $A \cdot \hat{B}_{1\delta}$ abnimmt. Die Tangentialkraft als Integral über die Schubspannung bleibt wegen der größeren Luftspaltfläche konstant, sodass schließlich das erzeugte Drehmoment proportional zum Luftspaltdurchmesser zunimmt. Das Drehmoment ist um etwa 1/3 größer als bei der Innenläufermaschine. Für eine konstante Luftspaltflussdichte muss entsprechend mehr Magnetmaterial aufgewendet werden.

In der Praxis wird die abgeschätzte Steigerung der Drehmomentdichte nicht erreicht, weil die Kühlung der Statorwicklung nach innen schwerer ist, als über einen Wassermantel nach außen. In dem gewählten Beispiel ist die Maschine mit Oberflächenmagneten ausgeführt. Diese sind anfällig für Wirbelstromverluste durch Luftspaltoberfelder. Traktionsantriebe werden als Hauptantriebe mit vergrabenen Magneten ausgeführt, um gute Feldschwächeigenschaften zu erreichen. Bei Außenläufern können Anordnungen mit vergrabenen Magneten nur mit kleinen Polteilungen und entsprechend hohen Polpaarzahlen realisiert werden. Bei größeren Polteilungen wächst die radiale Höhe des Rotors und der Vorteil des größeren Luftspaltdurchmessers geht verloren. Als Traktionsantriebe werden Außenläufer häufig als hochpolige Direktantriebe mit

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

Zahnspulenwicklungen ausgeführt. Es finden sich Beispiele mit Antrieben kleiner Leistung für Kleinstfahrzeuge [100]. Durch Halbach-Magnetanordnungen wird das Drehmoment erhöht und die Drehmomentwelligkeit reduziert [101][102]. In [103] wird ein Außenläufermotor vorgestellt, der als Radnabenmotor eingesetzt werden kann. Die Maschine hat einem Feldschwächbereich 1:3, und erreicht selbstgekühlt einen Ausnutzungsfaktor von $5 \text{ kW/m}^3\cdot\text{min}$ mit 94 % Wirkungsgrad. Eine Besonderheit ist die in [104] beschriebene Außenläufer-Asynchronmaschine. Die Statorwicklung ist zur besseren Kühlung mit Ringspulen ausgeführt. Der Motor erreicht 250 kW Dauerleistung bei 4000 min^{-1} und kurzzeitig 10.000 Nm Anfahrmoment.

Transversalflussmaschinen

Mit Transversalflussmaschinen wird eine hohe Drehmomentdichte erreicht. Sie bieten für Traktionsanwendungen als radnahe Direktantriebe oder als getriebeintegrierte Direktantriebe an. Die Anordnung des magnetischen Kreises und der stromführenden Wicklung sind in Bezug zum Luftspalt und zur Bewegungsrichtung vertauscht. Es können hohe Polpaarzahlen und hohe Werte des Drehschubs im Luftspalt erzeugt werden. Fischer [34] rechnet aus, dass mit TFM bis zu $\sigma = 140 \text{ kN/m}^2$ Drehschub im Luftspalt erzeugt werden können, verglichen mit $\sigma = 48 \text{ kN/m}^2$ bei einer Radialflussmaschine. Als Eigenschaften der Transversalflussmaschinen gelten

- einfacher Wicklungsaufbau,
- hoher Füllfaktor und
- hohe Drehmomentdichte

dem gegenüber stehen

- geringer Leistungsfaktor,
- große Anzahl diskreter Bauteile und
- komplexe mechanische Konstruktion.

Dreher et Al. [105] vereinfachen die mechanische Konstruktion durch Klauenpol-Anordnungen. Die Anzahl der einzelnen Komponenten wird dabei reduziert. Zhang vergleicht in seiner Arbeit [106] den Einsatz von

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

Radialflussmaschinen, Axialflussmaschinen und Transversalflussmaschinen für den Einsatz als getriebeintegrierte Hybridantriebe. Der Vergleich erfolgt durch optimierte Auslegungen der drei Maschinentypen. Die Randbedingungen sind, dass bei allen Auslegungen die gleiche Menge Magnetmaterial verwendet wird und dass jeweils die gleiche Scheinleistung des Umrichters zur Verfügung steht. Dabei wird deutlich, dass die Transversalflussmaschine, bedingt durch den geringen Leistungsfaktor, bei gleichen Randbedingungen weniger mechanische Leistung abgibt, als die anderen Maschinentypen. Der Wirkungsgrad ist mit 97.3 % höher als bei der Radialflussmaschine (96.4 %).

Axialflussmaschinen

Axialflussmaschinen sind in einer großen Varianz von Bauarten bekannt. Sie werden einseitig oder doppelseitig aufgebaut. Doppelseitige Maschinen haben entweder zwei Rotoren mit einem dazwischenliegenden Stator, oder zwei Statorhälften mit innenliegendem Rotor (Abbildung 4.13). Aufgrund des ebenen Luftspalts können mehrere Maschinenebenen axial als Mehrlagen-Aufbau gestapelt werden. Die Statorwicklung kann als verteilte Wicklung, mit Zahnspulen oder mit Toroidspulen aufgebaut werden.

Zhang untersucht in der oben bereits erwähnten Arbeit [106] verschiedene Bauarten von Axialflussmaschinen. Ein Ergebnis der Arbeit ist, dass Axialflussmaschinen für Maschinen kurzer Baulänge und großen Durchmessers ein höheres Maximalmoment und höhere Spitzenleistung gegenüber Radialflussmaschinen bieten. Der maximale Wirkungsgrad ist in der Vergleichsstudie mit 96,0 % etwas geringer als der Wirkungsgrad der Radialflussmaschine (96,4%). In der Arbeit werden zahlreiche weitere Literaturstellen zu Transversalflussmaschinen und Axialflussmaschinen angegeben.

4 Steigerung der Leistungsdichte durch höheres Drehmoment

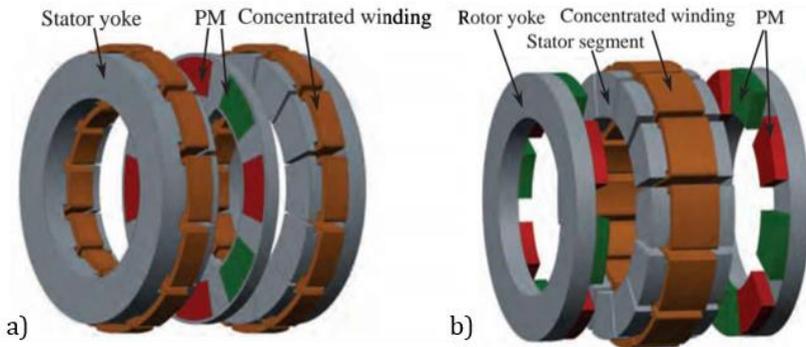


Abbildung 4.13: Beispiele für Axialflussmaschinen aus [106].

a) Doppelstator mit innenliegendem Rotor. b) Doppelrotor mit innenliegendem Stator.

Die Firma YASA bietet einen Axialflussmotor als Direktantrieb mit 790 Nm / 200 kW Spitzenleistung und bis zu 70 kW Dauerleistung an. Nach Herstellerangaben ist die Leistungsdichte $p' = 1,9 \text{ kW/kg}$.

Die Betrachtungen in diesem Abschnitt zu anderen Maschinenbauformen zeigen, dass in einigen Bereichen der Antriebstechnik eine höhere Leistungsdichte durch Sonderbauformen erzielt werden kann, als mit klassischen Radialfluss-Innenläufermaschinen. Die erwarteten Steigerungen sind jedoch nicht so deutlich, dass eine breite Anwendung der Bauformen zu erwarten ist.

Damit schließt dieses Kapitel, in dem Maßnahmen zur Steigerung des Drehmoments bewertet wurden. Aus einer Betrachtung verschiedener Kühlsysteme wurde eine Kombination von Kühlungen ausgewählt, die später in dieser Arbeit mit dem Bau der Versuchsmaschine umgesetzt werden soll. Die Alterung des Isolationssystems über der Lebensdauer eines Fahrzeugs wurde berechnet und daraus eine Reserve zur Steigerung der Leistungsdichte erkannt. Als höherwertige Materialien wurden Kupferdruckguss für den Läuferkäfig und CoFe für den Magnetkreis untersucht. Kupferdruckguss ist wirtschaftlich in Massenfertigung herstellbar und soll in der Versuchsmaschine dieser Arbeit eingesetzt werden.

5 Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl

Aus der Definition der mechanischen Leistung wurde in Kapitel 2 hergeleitet, dass zur Steigerung der Leistungsdichte zwei Wege offen stehen: Erhöhen des Drehmoments oder der Drehzahl. Nachdem in Kapitel 4 der Ansatz untersucht wurde, die Drehmomentdichte zu erhöhen, wird in diesem Kapitel der andere Weg besprochen. Es wird untersucht, wie sich die erreichbare Maximaldrehzahl auf die Leistungsdichte der Maschine auswirkt. Der Zusammenhang wird nach einem Blick auf bekannte Anwendungsfälle von Hochdrehzahlantrieben durch analytische Ähnlichkeitsbetrachtungen hergeleitet. In einer Berechnungsreihe von Asynchronmaschinen unterschiedlicher Durchmesser und Maximaldrehzahlen wird der analytische Zusammenhang bestätigt. Eine Berechnungsreihe permanenterregter Synchronmaschinen zeigt die Grenzen der Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl.

5.1 Ausführungen von Hochdrehzahlantrieben

In der Literatur gibt es viele Beispiele für Hochdrehzahlantriebe. Die Maschinen sind Direktantriebe für Anwendungen hoher Drehzahl, dabei insbesondere Kompressoren, Generatoren, Turbinen und Spindeltriebe für Werkzeugmaschinen. Mit zunehmender Drehzahl nimmt die Leistung der Antriebe ab. Die Durchmesser der Rotoren müssen mit zunehmender Drehzahl kleiner werden, damit die mechanische Belastung konstant bleibt. Das zeigt sich in den Zusammenstellungen verschiedener Autoren [56][107][108][109], (Abbildung 5.1).

Daran wird deutlich, dass eine feste Drehzahlgrenze einer Definition für Hochdrehzahlantriebe nicht gerecht wird. Die Festlegung einer Grenze der Umfangsgeschwindigkeit wird den physikalischen Verhältnissen eher

5 Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl

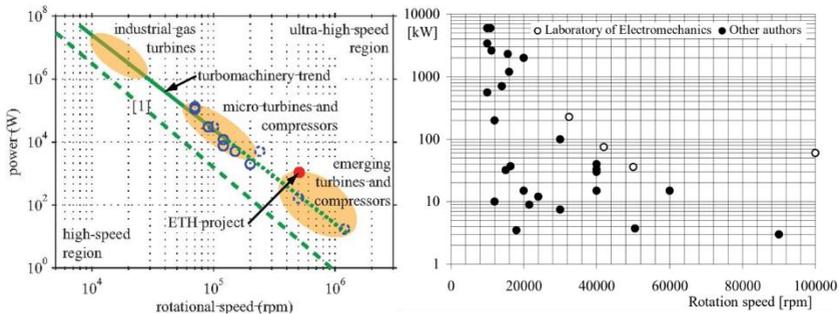


Abbildung 5.1: Abgegebene Leistung als Funktion der Drehzahl bei Hochdrehzahlantrieben. Links [108], rechts [56].

gerecht. Eine feste Definition der Grenze gibt es nicht, ab 100 m/s beginnt in der Literatur der Bereich der Hochdrehzahlantriebe [107][110][56].

Am oberen Ende des Leistungsspektrums von Hochdrehzahlantrieben stehen Turbogeneratoren und Kompressoren im Megawattbereich [111]. Das untere Ende markieren Meso-Generatoren mit bis zu 500.000 min^{-1} bei 1 kW elektrischer Leistung [108]. Die höchsten Drehzahlen wurden in Forschungsprojekten erzeugt. Darin wurde untersucht, wie Drehfelder extremer Drehzahl erzeugt werden können und welche Methoden zur Lageregelung und Messtechnik in Extrembereichen geeignet sind. Bereits 1946 wurden in Versuchen zu Zentrifugalkräften 23 Mio. min^{-1} erreicht [112]. Mit Blick auf den Entwicklungstrend zu hohen Drehzahlen werden in [113] die Forschungen zu den physikalischen und technologischen Grenzen hoher Drehzahlen fortgeführt. Der heutige Rekord liegt bei 40 Mio. min^{-1} . Die Rotoren sind Stahlkugeln im Submillimeterbereich, die Umfangsgeschwindigkeit erreicht Werte $> 1000 \text{ m/s}$.

5.2 Zusammenhang zwischen Maximaldrehzahl und Leistungsdichte

Dieser Abschnitt stellt einen analytischen Zusammenhang zwischen der Maximaldrehzahl und der Leistungsdichte her. Die mechanische

5 Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl

Festigkeit und die über die Oberfläche abführbare Verlustleistung werden berücksichtigt.

In der Literatur werden Ansätze für eine Skalierung der Baugröße einer E-Maschine vorgestellt. Zhitkova [114] wählt einen Ansatz über den Essonschen Leistungsfaktor und den Drehschub. Die mechanische Festigkeit in Abhängigkeit der Drehzahl fließen in diesen Ansatz nicht ein und der gesuchte Zusammenhang zwischen Drehzahl und Leistungsdichte wird nicht hergestellt.

Schiefer [115] geht in seinem Ansatz von der Annahme aus, dass die radiale Höhe der Aktivteile von Rotor-Innendurchmesser bis Stator-Außendurchmesser mit wachsender Maschinengröße konstant bleibt. Er erreicht eine Skalierung der Maschinengröße durch Einsetzen weiterer Elementarzellen in den ringförmigen Motor. Unter diesen Voraussetzungen ist der Ausnutzungsfaktor $C_{\text{mech}} \sim \xi \cdot A \cdot B$ konstant. Dieser Ansatz ist gültig für sehr große elektrische Maschinen und für hochpolige PSM, wie sie z. B. als Torquemotoren oder als Maschinen für getriebeintegrierte Hybridantriebe eingesetzt werden.

Hier soll ein Ansatz verfolgt werden, der für kleine bis mittlere elektrische Maschinen bis etwa 250 mm Außendurchmesser gültig ist und auch für kleine Polpaarzahlen ≤ 4 anwendbar ist.

Analytische Beschreibung des Zusammenhangs

Die abführbare Verlustleistung \dot{Q} ist bei Maschinen ohne Wellen- oder Innenkühlung proportional zur Mantelfläche der Maschine

$$\dot{Q} \sim D_a \cdot l_{\text{Fe}} \quad (5.1)$$

Die Stromwärmeverluste in der Statorwicklung und gegebenenfalls im Rotor bilden den Hauptanteil der Verluste. Im Vergleich zu den Eisenverlusten entstehen sie mit größerem Abstand zur Mantelkühlung. Zusätzlich behindern die Nutisolation und der Luftspalt die Wärmeabfuhr. Folglich bestimmen sie die Erwärmung und die Leistungsgrenze der Maschine. Für Maschinen mit ähnlicher Bauweise und ähnlichen

5 Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl

Eigenschaften bewegt sich das Verhältnis von Innen- zu Außendurchmesser in einem engen Band, sodass gilt $D_a/D_i = a$. Somit lässt sich die zulässige Verlustleistung als Funktion des Bohrungsdurchmessers ausdrücken

$$P_{Cu} \sim \dot{Q} \sim D_i \cdot l_{Fe} \quad (5.2)$$

Bei unveränderter Flussdichte im Luftspalt verhält sich der Fluss pro Pol proportional zu D_i . Damit müssen auch die Zahnbreite b_{SZ} und die Jochhöhe h_{SJ} proportional zu D_i sein, damit die Flussdichten im Eisenkreis konstant bleiben.

$$b_{SZ} \sim \int_{-\tau_N/2}^{\tau_N/2} \hat{B}_{\delta,1} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) dx \sim \hat{B}_{\delta,1} \cdot D_i \sim b \cdot D_i \quad (5.3)$$

$$h_{SJ} \sim \int_0^{\tau_p} \hat{B}_{\delta,1} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) dx \sim \hat{B}_{\delta,1} \cdot D_i \sim c \cdot D_i \quad (5.4)$$

Die Nutfläche kann näherungsweise aus der Statorfläche abzüglich der Flächen für Joch und Zähne abgeschätzt werden.

Nuthöhe:

$$h_{SN} = \frac{D_a - D_i}{2} - h_{SJ} = \left(\frac{a-1}{2} - c\right) \cdot D_i \quad (5.5)$$

Nutfläche:

$$S_{SN} = \left(\left(\frac{a+1}{2} - c\right) \cdot \frac{\pi}{N_1} - b\right) \cdot \left(\frac{a-1}{2} - b\right) \cdot D_i^2 \quad (5.6)$$

Die Stromwärmeverluste sind proportional zum Nutvolumen und zur Stromdichte in der Nut.

$$P_{Cu} \sim S_{SN} \cdot J_{SN}^2 \cdot l_{Fe} \sim D_i^2 \cdot l_{Fe} \cdot J_{SN}^2 \quad (5.7)$$

Aus der thermischen Bedingung (5.2) ergibt sich damit die Forderung für die Stromdichte

5 Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl

$$J_{SN} \sim \frac{1}{\sqrt{D_i}} \quad (5.8)$$

Und mit dem Strombelag

$$A \sim \frac{S_{SN} \cdot J_{SN}}{D_i} \sim \sqrt{D_i} \quad (5.9)$$

kann das Drehmoment durch Einsetzen in Gleichung (4.1) ermittelt werden:

$$M \sim \hat{B}_{\delta,1} \cdot A \cdot D_i^2 \cdot l_{Fe} \sim \hat{B}_{\delta,1} \cdot D_i^{2,5} \cdot l_{Fe} \quad (5.10)$$

Die mechanische Belastung eines zylindrischen Rotors wächst proportional zur tangentialen Umfangsgeschwindigkeit an der Rotoroberfläche. Daher ist die maximal erreichbare Drehzahl umgekehrt proportional zum Rotordurchmesser.

$$n_{\max} \sim D_i^{-1} \quad (5.11)$$

Damit ist die maximale Dauerleistung

$$P_{S1} \sim n \cdot M \sim \hat{B}_{\delta,1} \cdot D_i^{1,5} \cdot l_{Fe} \quad (5.12)$$

und schließlich die auf das Volumen bezogene Leistungsdichte

$$\begin{aligned} \frac{P_{S1}}{V} &\sim \hat{B}_{\delta,1} \cdot \frac{1}{\sqrt{D_i}} \sim \hat{B}_{\delta,1} \cdot \sqrt{n_{\max}} \\ &\Rightarrow P' \sim \sqrt{n_{\max}} \Leftrightarrow p' \sim \sqrt{n_{\max}} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Skalierungsreihe numerischer Berechnung

Der analytisch hergeleitete Zusammenhang wird durch eine Berechnungsreihe nach den in Kapitel 3 beschriebenen Methoden überprüft. Die Berechnungsreihe umfasst die Auslegung, Kennfeldberechnung und thermische Berechnung von fünf Asynchronmaschinen. Die Skalierung wird nach den Annahmen ausgeführt, die zuvor in der analytischen Herleitung getroffen wurden:

5 Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl

- Maximaldrehzahl umgekehrt proportional zum Rotordurchmesser.
- Außendurchmesser proportional zum Rotordurchmesser.
- Konstante Luftspaltflussdichte.
- Konstante Flussdichten im Eisenkreis.

Auf eine detaillierte Vorstellung der ausgelegten Maschinen wird hier verzichtet. Das Diagramm in Abbildung 5.2 zeigt einige Kennwerte der Berechnung als Funktion der zulässigen Maximaldrehzahlen und die erreichte Leistungsdichte.

Die Leistungsdichte steigt in der gezeigten Berechnung stärker, als die in der analytischen Berechnung vorhergesagte Beziehung $p' \sim \sqrt{n}$. Eine Erklärung dafür ist, dass die angenommenen Randbedingungen bezüglich der Flussdichten und Stromdichten in der Kennfeldberechnung nicht

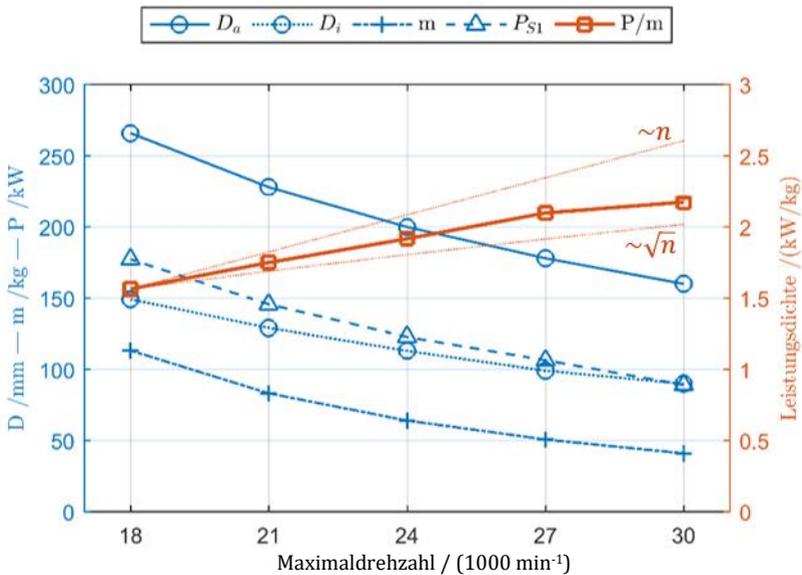


Abbildung 5.2: Die Leistungsdichte einer Baureihe von Asynchronmaschinen mit veränderlicher Maximaldrehzahl ist umgekehrt proportional zum Innendurchmesser. Ergebnisse aus einer FEM Berechnungsreihe.

5 Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl

strikt eingehalten werden, sondern durch den Optimierungsalgorithmus zugunsten einer optimalen Ansteuerung verändert werden.

Mit der Erhöhung der Drehzahl wird die Leistungsdichte erhöht, die erreichte Dauerleistung absolut wird aber kleiner. Die Ergebnisse lassen sich auf andere Maschinentypen übertragen.

Hier wurden nur elektromagnetische und thermische Gesichtspunkte des Betriebs mit hoher Drehzahl betrachtet. Weitere Gesichtspunkte werden in den Abschnitten zu Eisenverlusten, zur Lagerung und zur mechanischen Festigkeit betrachtet.

Der positive Einfluss der Drehzahl auf die Leistungsdichte ist mit den Untersuchungen nachgewiesen. Der Ansatz, die Drehzahl der Maschine gegenüber dem Stand der Technik deutlich zu steigern, wird in dieser Arbeit weiter verfolgt. Es wird eine maximale Drehzahl von 30.000 min^{-1} angestrebt. Damit wird einerseits eine deutliche Steigerung gegenüber dem Stand der Technik erreicht und andererseits die Drehzahlübersetzung im Antriebsstrang gegenüber der Raddrehzahl begrenzt.

5.3 Permanenterregte Synchronmaschine

Im vorherigen Abschnitt wurde gezeigt, dass die Leistungsdichte einer elektrischen Maschine durch Erhöhen der Maximaldrehzahl gesteigert wird. Es wurde der Ansatz verfolgt, das Volumen und die Masse des Motors zu verkleinern. Durch Erhöhen der Drehzahl wurde die damit verbundene Minderung der Leistung kompensiert und so die Leistungsdichte erhöht.

In diesem Abschnitt wird der Fall untersucht, dass bei gleichbleibendem Bauvolumen die Drehzahl der Maschine erhöht wird. Bei Erreichen der Festigkeitsgrenze wird die Geometrie verändert, sodass eine höhere Festigkeit erreicht wird. Es wird sich zeigen, dass die Leistungsdichte dabei nicht notwendig gesteigert wird, sondern bei ungünstigen Bedingungen die Dauerleistung abnimmt.

5 Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl

In Traktionsanwendungen werden permanenterregte Synchronmaschinen als Bauformen mit vergrabenen Magneten eingesetzt. Es sind eine Vielzahl verschiedener Anordnungen bekannt. Die gemeinsamen Ziele aller Anordnungen sind:

- Einen weiten Feldschwächbereich nutzen zu können, indem das Reluktanzmoment durch unterschiedliche magnetische Widerstände der d- und q-Achsen ausgenutzt wird.
- Durch formschlüssige Aufnahme der Magnete in Magnettaschen die Drehzahlfestigkeit zu erhöhen.
- Unabhängigkeit von der Alterung der Klebung zu erreichen, die bei Oberflächenmagneten gegeben ist.

Die Magnettaschen sind so gestaltet, dass eine große Luftspaltflussdichte erreicht wird. Abhängig von der Fertigungstechnologie ist eine minimale Breite der Stege an den Magnettaschen vorgegeben. Die Drehzahlgrenze wird durch die Festigkeit der Stege bestimmt.

In einer Berechnungsreihe wird die Maximaldrehzahl einer permanenterregten Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten in V-Anordnung erhöht. Nach Erreichen der maximal zulässigen Drehzahl wird die Magnetanordnung so verändert, dass die mechanische Festigkeit erhöht wird und die Drehzahl weiter gesteigert werden kann. Die Festigkeit wird erhöht,

- indem die Stege breiter ausgeführt werden,
- indem die von der V-Anordnung eingeschlossene Fläche verkleinert wird und
- indem die die Magnete verkleinert werden.

Für die Stege wird für die Fertigung eine minimale Breite von 0,6 mm festgelegt. Abbildung 5.3 zeigt drei Geometrien für unterschiedliche Maximaldrehzahlen. Die Stege der in der linken Spalte abgebildeten Anordnung (Geometrie I) wurden mit der minimal möglichen Breite $b = s = 0,6 \text{ mm}$ ausgeführt. Für die Länge l der Magnete in Magnetisierungsrichtung wurde $l = 6,0 \text{ mm}$ als maximaler Wert

5 Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl

festgelegt. Die Weite $w = 31,5 \text{ mm}$ ist das geometrisch maximal erreichbaren Maß. In einer statisch-mechanischen FEA erreicht die Vergleichsspannung nach Von-Mises die Dehngrenze des Elektrobandmaterials von $R_{p0,2} = 440 \text{ MPa}$ bei etwa $n = 22.200 \text{ min}^{-1}$. Die maximale Betriebsdrehzahl ist $n_{\text{max}} = 18.500 \text{ min}^{-1}$. Ausgehend von dieser

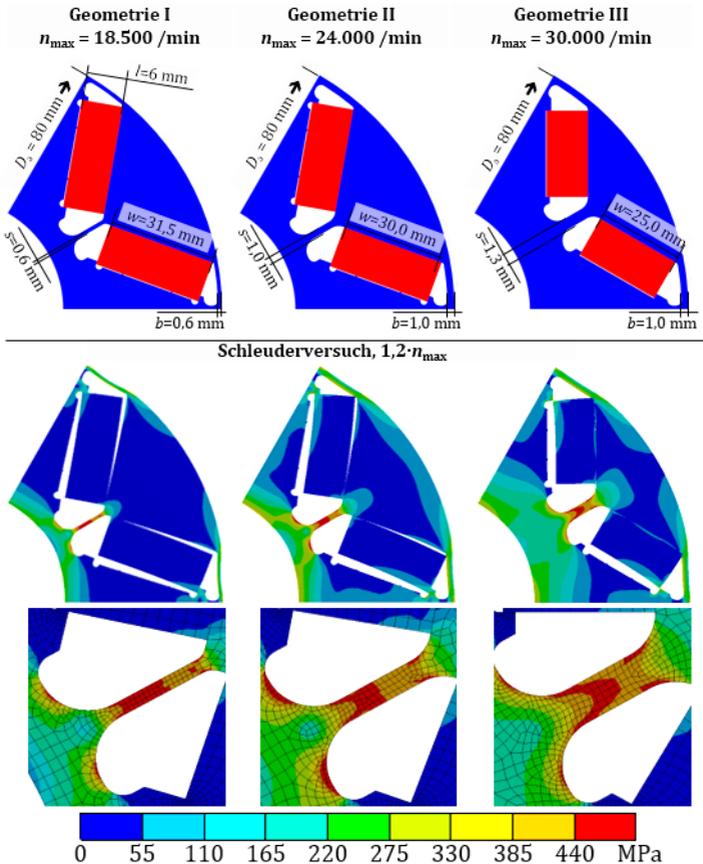


Abbildung 5.3: Geometrien und Festigkeitsanalysen der Auslegungen für verschiedene Maximaldrehzahlen. Obere Reihe: Rotorgeometrien, mittlere Reihe: Von-Mises Vergleichsspannung (Farbskala) und Verformung bei Schleuderdrehzahl $n = 1,2 \cdot n_{\text{max}}$. Verformung 50-fach überhöht dargestellt. Untere Reihe: vergrößerte Ansicht der Vergleichsspannung im Mittelsteg.

5 Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl

Geometrie werden die Maße so angepasst, dass maximale Betriebsdrehzahlen von 24.000 min^{-1} (Geometrie II) und 30.000 min^{-1} (Geometrie III) erreicht werden. Die veränderten Maße sind in Abbildung 5.3 eingetragen. Die Verformungen in der mittleren Reihe der Abbildung sind um den Faktor 50 verstärkt dargestellt. Die Magnete werden von den oberen Anschlägen in radiale Richtung gehalten. Die Masse der von der V-Kontur eingeschlossenen Fläche und ein Teil der Magnetmasse strecken den Mittelsteg in der d-Achse.

Mit Geometrie I werden drei elektromagnetische Auslegungen mit steigender Maximaldrehzahl, 13.200 min^{-1} , 15.400 min^{-1} und 18.500 min^{-1} , berechnet. Die Windungszahl wird angepasst, sodass alle Varianten das gleiche Feldschwächverhalten zeigen. Die Kennlinien sind in Abbildung 5.4 mit G-I bezeichnet. Mit zunehmender Drehzahl wird mehr

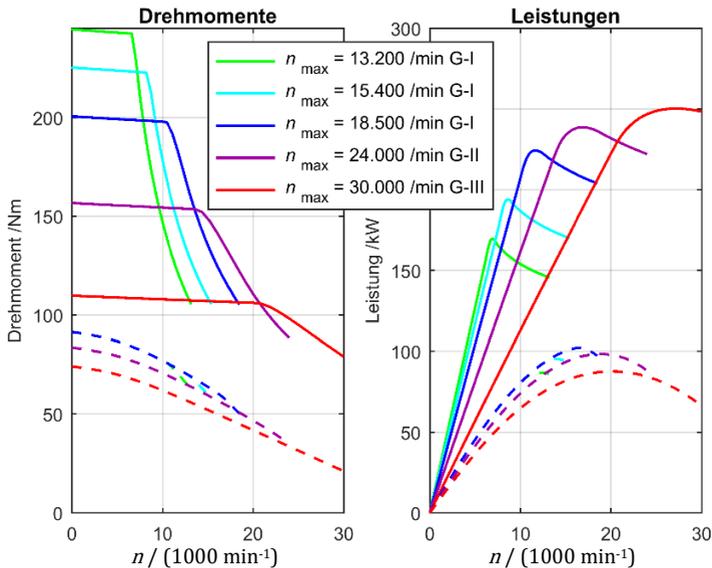


Abbildung 5.4: Grenzennlinien bei Variation der Maximaldrehzahl. Erhöhen der Drehzahl bis zum Erreichen der mechanischen Festigkeitsgrenze (G-I). Weitere Steigerung der Drehzahl mit angepasster Geometrie (G-II, G-III). Gestrichelt: Grenzennlinien Dauerbetrieb. Die Dauerleistung nimmt bei steigender Maximaldrehzahl wegen der notwendigen Geometrieänderung ab.

5 Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl

Leistung erreicht. Die Kennlinie für den Dauerbetrieb ist im Grunddrehzahlbereich nicht von der Windungszahl und von der Maximaldrehzahl beeinflusst. Bei den Auslegungen mit kleinerer Drehzahl wird der Feldschwächbereich früher erreicht. Im oberen Teil des Drehzahlbereichs wird mit höherer Maximaldrehzahl mehr Dauerleistung erreicht.

Die Drehzahl wird mit veränderter Geometrie (G-II, G-III) weiter erhöht. Damit erreichen die Maschinen mehr Kurzzeitleistung. Die Dauerleistung nimmt mit größerer Maximaldrehzahl ab (Abbildung 5.4).

In Abbildung 5.5 sind die Kennlinien von drei Auslegungen auf die Raddrehzahl umgerechnet dargestellt. Für die Umrechnung werden ideale Getriebe angenommen, mit denen das Drehmoment ohne Verluste umgewandelt wird. Die maximale Drehzahl am Rad ist $n = 1600 \text{ min}^{-1}$. In der Darstellung wird deutlich, dass das nutzbare Drehmoment am Rad und die Dauerleistung durch Erhöhen der Maschinendrehzahl nicht verbessert werden können, wenn zugunsten der Drehzahl die Stegbreiten vergrößert und die Magnete verkleinert werden müssen. Die höchste Leistungsdichte wird erreicht, wenn die Stege auf das für die Fertigung minimal notwendige Maß begrenzt werden. Neben der Dauerleistung

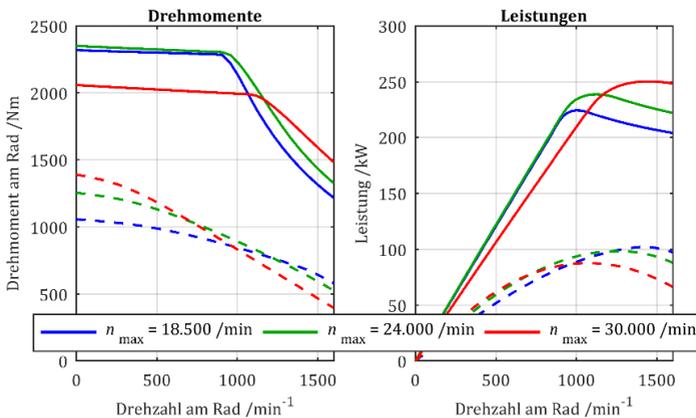


Abbildung 5.5: Grenzkenlinien der PSM mit unterschiedlichen Maximaldrehzahlen (gestrichelt: Dauerbetrieb). Kennlinien auf Raddrehzahl $n_{\text{max,Rad}} = 1600 \text{ min}^{-1}$ umgerechnet.

5 Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl

fließen auch das Dauermoment bei kleiner Fahrgeschwindigkeit und die maximale Kurzzeitleistung in die Bewertung einer Traktionsmaschine ein. Unter dem Gesichtspunkt liegt das Optimum für diese PSM im Bereich zwischen 18.500 min^{-1} und 24.000 min^{-1} . Für andere Magnetanordnungen und für andere Baugrößen aufgrund von anderen Leistungsanforderungen mag das Optimum an anderer Stelle liegen.

In diesem Kapitel wurde der Zusammenhang zwischen Maximaldrehzahl und Leistungsdichte hergeleitet und zwei unterschiedliche Ansätze zur Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Drehzahl verfolgt. Daraus resultiert das Auslegungskriterium, die Maximaldrehzahl zu erhöhen, bis die Festigkeitsgrenze der Aktivteile erreicht ist und eine weitere Erhöhung der Drehzahl Kompromisse in der elektromagnetischen Auslegung erfordert, die zu Leistungseinbußen führen. Wird damit die geforderte Dauerleistung übertroffen, kann die Leistungsdichte weiter gesteigert werden, indem der Durchmesser der Maschine verkleinert und die Maximaldrehzahl entsprechend erhöht wird. Bei der Auslegung der Maschinen in dieser Arbeit wird diese Richtlinie berücksichtigt. Die elektromagnetische Auslegung wird im folgenden Kapitel beschrieben. Bei der Auslegung wird parallel die mechanische Festigkeit geprüft und sichergestellt, wie in Kapitel 3 beschrieben.

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

Nachdem in den vorhergehenden Kapiteln einzelne Maßnahmen zur Steigerung der Leistungsdichte betrachtet wurden, beleuchtet dieses Kapitel die gegenseitigen Einflüsse der Komponenten des Antriebsstrangs und die Möglichkeiten bei der elektromagnetischen Auslegung, eine hohe Leistungsdichte zu erreichen. Die Auslegung der in den weiteren Kapiteln gebauten und getesteten Maschine wird vorgestellt und ein mögliches Skalierungskonzept des Antriebsstrangs vorgestellt.

Bei der elektromagnetischen Auslegung der Maschine stehen hohe Drehmomentausbeute im Kurzzeitbetrieb und hohe Dauerleistung miteinander im Zielkonflikt. Abhängig von den Anforderungen wird die Maschine elektromagnetisch zugunsten der Dauerleistung oder zugunsten des Kurzzeitmoments ausgelegt. In dieser Arbeit steht die Dauerleistung im Vordergrund. Für den geplanten Einsatz als Traktionsantrieb für ein Oberklassefahrzeug wird ein hohes Anfahrmoment und eine hohe Dauerleistung bei hoher Geschwindigkeit benötigt. Der Zielkonflikt wird durch die Kombination des Motors mit einem mehrgängigen Getriebe gelöst. Die Entwicklung der Leistungselektronik und des Getriebes sind nicht Gegenstand dieser Arbeit. Trotzdem beeinflussen sich die drei Komponenten, sodass die gegenseitige Abhängigkeit in der Auslegung berücksichtigt werden muss.

6.1 Auslegung des Antriebstrangs

Dieser Abschnitt beschreibt die gegenseitige Abhängigkeit der Komponenten des Antriebsstrangs voneinander und stellt die Anforderungen an den Antriebsstrang eines Oberklassefahrzeugs vor. Die Entwicklung des Antriebsstrangs erfolgte in einem iterativen Auslegungsprozess, der hier jedoch nicht in seiner Vollständigkeit vorgestellt wird. Für verschiedene Varianten der E-Maschine wurde untersucht, welche

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

Auswirkungen sich auf die benötigten Getriebeübersetzungen und auf die vom Umrichter bereitgestellten Phasenströme ergeben. Anhand einzelner Beispiele werden die Einflussgrößen hier vorgestellt. Für das Ziel dieser Arbeit, einen Motor für Traktionsantriebe zu realisieren, der eine erhöhte Leistungsdichte gegenüber dem Stand der Technik erreicht, wird ein Hochdrehzahlkonzept in Verbindung mit einem mehrgängigen Schaltgetriebe verfolgt.

Abbildung 6.1 zeigt die Abhängigkeit der Komponenten des Antriebsstrangs voneinander und veranschaulicht den iterativen Entwicklungsgang. Geometrievarianten werden ermittelt und hinsichtlich ihrer mechanischen Festigkeit überprüft. Für jede Geometrievariante ist die Wicklungsauslegung mit Wickelschema und Windungszahl ein Freiheitsgrad. Für jede Auslegungsvariante wird ein Drehzahl-Drehmoment-Kennfeld berechnet und der Wertebereich gültiger Getriebeübersetzungen für die als Zielstellung definierten Arbeitspunkte

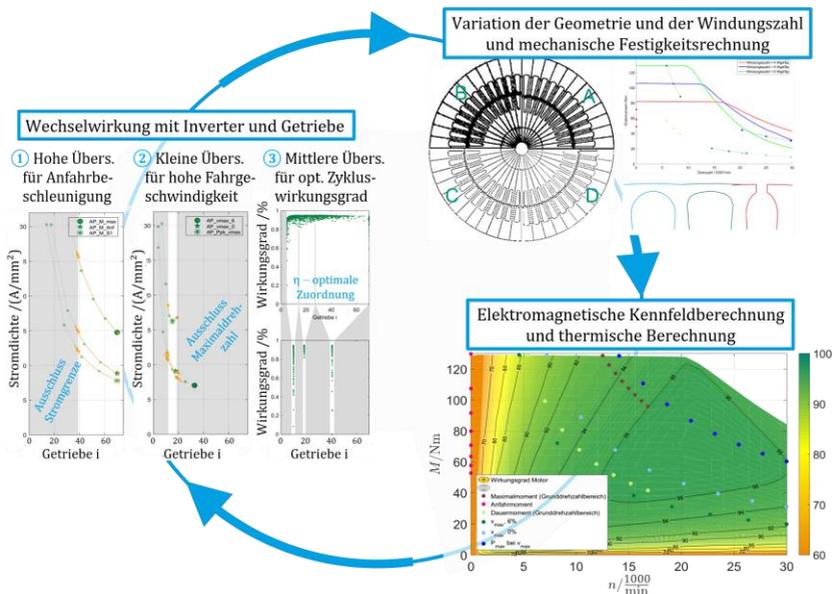


Abbildung 6.1: Entwicklungszyklus für die Entwicklung der E-Maschine in Wechselwirkung mit dem Antriebsstrang

ermittelt. Dafür werden neben den mechanischen Randbedingungen Drehzahl und Drehmoment auch thermische Grenzen ermittelt. Aus thermischen Berechnungen geht hervor, welche maximale Stromdichte in der Nut zum Erreichen der geforderten Einschaltdauer zulässig ist. Für Arbeitspunkte mit hoher Drehmomentanforderung am Rad wirkt sich eine Getriebestufe mit hoher Übersetzung positiv auf die Auslegung der E-Maschine und der Leistungselektronik aus. Die große Übersetzung führt zu kleinem Drehmoment an der Welle des Motors und dadurch zu geringer Stromdichte in der Wicklung. Der Strom, den die Leistungselektronik maximal bereitstellen muss, wird begrenzt. Demgegenüber führt ein großes Übersetzungsverhältnis zu einem großen Durchmesser Verhältnis der Zahnräder und zu einer hohen Eingangsdrehzahl im Getriebe. Die Folgen sind ein größerer benötigter Bauraum für das Getriebe mit erhöhtem Gewicht und erhöhten Reib- und Planschverlusten [E1]. Seitens der Getriebeentwicklung werden passende Getriebekonfigurationen ausgelegt. Die Verluste, die zusätzlich vom Motor überwunden werden müssen, und die möglichen Übersetzungsverhältnisse werden bestimmt. Daraus ergeben sich neue Randbedingungen für die E-Maschine, die in einer neuen Auslegung berücksichtigt werden. Bei jeder Iterationsschleife werden die Verluste und der benötigte Bauraum der Komponenten ermittelt. So wird der optimale Antriebsstrang für die gegebenen Anforderungen entwickelt.

Anforderungen an den Antriebsstrang

Abbildung 6.2 zeigt eine Auswahl der Anforderungen für einen Antrieb der Oberklasse, gemeinsam mit den Arbeitspunkten des Fahrzyklus WLTP Klasse 3 (Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedure). Zum Vergleich sind die Anforderungen eines Kleinwagens und eines Mittelklassefahrzeugs eingezeichnet. In Tabelle 7 sind die Zielwerte benannt und Zahlenwerte angegeben. Weitere Randbedingungen, auch für die kleineren Fahrzeugklassen, sind in Anhang A.3 aufgeführt.

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

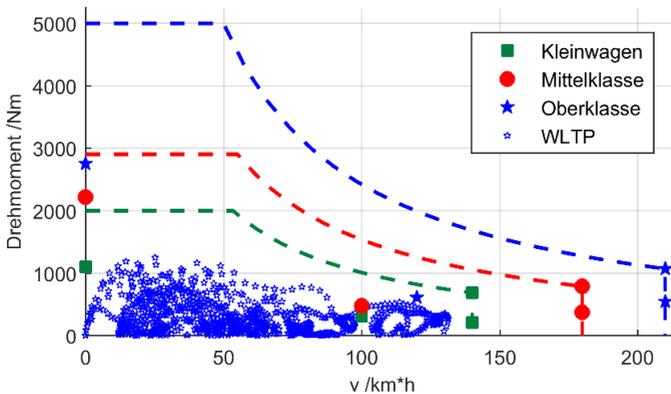


Abbildung 6.2: Drehmomentanforderungen am Rad für verschiedene Fahrzeugklassen. Grenzkennlinien, ausgewählte Arbeitspunkte und WLTP Fahrzyklus (Oberklasse, nur motorischer Bereich)

Tabelle 7: Zielwerte und Randbedingungen für den Antriebsstrang eines Oberklassefahrzeugs

Maximalgeschwindigkeit bei 0 % Steigung	--	210 km/h
Maximalgeschwindigkeit bei 6 % Steigung	★	120 km/h
Maximalmoment am Rad (30 s)	--	> 5000 Nm
Dauermoment am Rad (30 min)		2170 Nm
Anfahrmoment (35 % Steigung)	★	2755 Nm
Kurzzeitleistung (30 s)		200 kW
Kurzzeitleistung bei Maximalgeschwindigkeit	★	> 180 kW
Dauerleistung bei Maximalgeschwindigkeit	★	> 92 kW
Auslegungsspannung (DC)		350 V
Maximalstrom, 3phasig (AC)		900 A
Kühlmitteltemperatur maximal		65 °C

6.2 Parameter der Auslegung einer Asynchronmaschine

Der Außendurchmesser und die maximale Paketlänge der Maschine wurden zu einem frühen Zeitpunkt für die zeitgleiche mechanische Konstruktion festgelegt. Die Charakteristik der elektromagnetischen Auslegung wird bei der Asynchronmaschine von fünf Größen bestimmt:

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

- Bohrungsdurchmesser
- Statornutbreite (\Leftrightarrow Statorzahnbreite)
- Statornuthöhe (\Leftrightarrow Statorjochhöhe)
- Rotornutbreite (\Leftrightarrow Rotorzahnbreite)
- Rotornuthöhe (\Leftrightarrow Rotorjochhöhe)

Diese Parameter können nicht unabhängig voneinander optimiert werden. Die Luftspaltflussdichte wird an jedem Arbeitspunkt durch die nachgelagerte Optimierung aus den möglichen Flussverkettungen festgelegt (vgl. Abschnitt 3.1). Viele weitere Parameter beeinflussen die Eigenschaften der Maschine, sind den zuvor genannten Parametern jedoch untergeordnet und oftmals technologisch bestimmt. Die wichtigsten Sekundärparameter sind:

- Statornutzahl (Lochzahl)
- Statornutform
- Breite und Höhe der Nutöffnung
- Rotornutzahl
- Rotornutform
- Rotornutöffnung (geschlossen, offen, Breite der Öffnung)
- Leitermaterial (insbesondere für den Rotorkäfig)
- Eigenschaften des Elektrobands
- Luftspaltweite

Der Einsatz von Kupferdruckguss wurde in Kap 4.3 untersucht. Es wurde festgelegt, bei der Asynchronmaschine, die im Rahmen dieser Arbeit entsteht, Kupferdruckguss für den Läuferkäfig zu verwenden.

6.3 Einfluss des Bohrungsdurchmessers

Hier wird zunächst durch eine analytische Berechnung der Zusammenhang zwischen der Dauerleistung und dem Innendurchmesser des Stators bei festem Außendurchmesser hergeleitet. Die höchste Dauerleistung wird demnach erreicht, wenn ein kleiner Bohrungsdurchmesser gewählt wird und im Stator viel Fläche für die

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

Wicklung zur Verfügung steht. Der gefundene Zusammenhang wird durch Parameterstudien einiger Finite Elemente Berechnungen untermauert.

Ausgangspunkt für die analytische Berechnung ist die innere Scheinleistung der Maschine [69].

$$P_{S,i} = mE_h I = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \xi_1 A \hat{B}_{\delta,1} D_i^2 l_{Fe} n_{syn} \quad (6.1)$$

Mit dem Wickelfaktor ξ und dem effektiven Strombelag

$$A = \frac{N_1 S_{SN} a_F J_{Cu}}{\pi D_i} \quad (6.2)$$

a_F ist der Füllfaktor, J_{Cu} die Stromdichte im Leiter. Aus der Amplitude der Grundwelle der Luftspaltflussdichte $\hat{B}_{\delta,1}$ folgt der Fluss pro Pol

$$\Phi_P = \bar{B}_\delta \frac{\pi D_i l_{Fe}}{2p} = \hat{B}_{\delta,1} \frac{D_i l_{Fe}}{p} \quad (6.3)$$

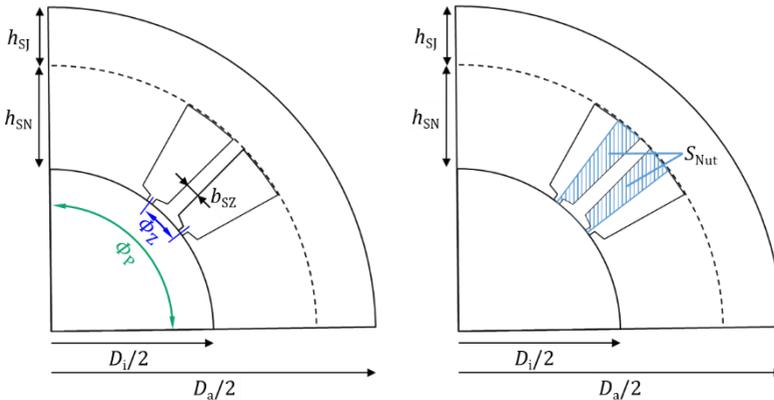


Abbildung 6.3: Skizzen eines Maschinenschnitts mit Polfluss, Zahnfluss und Nutfläche

Der Polfluss wird im Statorjoch zu den benachbarten Polen geführt. Damit die Flussdichte im Joch einen Grenzwert nicht überschreitet, muss eine

minimale Jochhöhe vorgesehen werden, aus der die Statornuthöhe bestimmt werden kann

$$\hat{B}_{SJ} = \frac{\Phi_p}{2l_{Fe}} \cdot \frac{1}{h_{SJ}} = \hat{B}_{\delta,1} \frac{D_i}{2h_{SJ}p} \quad (6.4)$$

$$h_{SN} = \frac{D_a - D_i}{2} - \frac{D_i}{2p} \frac{\hat{B}_{\delta,1}}{\hat{B}_{SJ}} \quad (6.5)$$

Die maximale Flussdichte tritt im Statorzahn am Scheitelpunkt der Flussdichtegrundwelle auf. Das Integral der Flussdichte über eine Nutteilung muss im Zahn geführt werden. Die minimale Zahnbreite folgt aus der maximalen Flussdichte im Zahn.

$$\hat{\Phi}_{SZ} = 2l_{Fe} \int_0^{\tau_N/2} \hat{B}_{\delta,1} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) dx = 2\hat{B}_{\delta,1}l_{Fe} \frac{D_i}{2p} \sin\left(\frac{\pi p}{N_1}\right) \quad (6.6)$$

$$b_{SZ} = \frac{\hat{\Phi}_{SZ}}{\hat{B}_{SZ,max}l_{Fe}} = \frac{D_i}{p} \frac{\hat{B}_{\delta,1}}{\hat{B}_{SZ,max}} \sin\left(\frac{\pi p}{N_1}\right) \quad (6.7)$$

Die verbleibende Nutfläche entspricht der Fläche pro Nutteilung abzüglich der Zahnfläche. Die Nutöffnung und die Zahnköpfe werden für die Näherungsrechnung vernachlässigt.

$$S_{SN} = \frac{\pi}{N_1} \left(\left(\frac{D_i}{2} + h_{SN} \right)^2 - \left(\frac{D_i}{2} \right)^2 \right) - b_{SZ}h_{SN} \quad (6.8)$$

Aus der Nutfläche und einer maximal zulässigen Stromdichte wird der Strombelag und damit die innere Scheinleistung als Funktion des Bohrungsdurchmessers bestimmt.

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

$$P_{Si} = \frac{\hat{B}_{\delta,1} D_i J_{Cu} N_1 \alpha_F \xi_1 l_{Fe} n \pi}{\sqrt{2} p \hat{B}_{SZ} N_1} \cdot \left(\hat{B}_{\delta,1} D_i N \sin\left(\frac{\pi p}{N_1}\right) \left(\frac{D_i}{2} - \frac{D_a}{2} + \frac{\hat{B}_{\delta,1} D_i}{2 \hat{B}_{Sj} p}\right) - \pi p \hat{B}_{SZ} \left(\frac{D_i^2}{4} - \left(\frac{D_a}{2} - \frac{\hat{B}_{\delta,1} D_i}{2 \hat{B}_{Sj} p}\right)^2\right) \right) \quad (6.9)$$

Die Funktion ist in Abbildung 6.4 für drei Werte der angenommenen Flussdichteamplitude im Luftspalt $\hat{B}_{\delta,1}$ ($= B_{1gpk}$) aufgetragen. Der minimale Bohrungsdurchmesser ist durch die Zahnbreite und die Nutöffnung begrenzt. Daher wird die höhere Scheinleistung bei höherer Luftspaltflussdichte, die theoretisch möglich wäre, nicht erreicht.

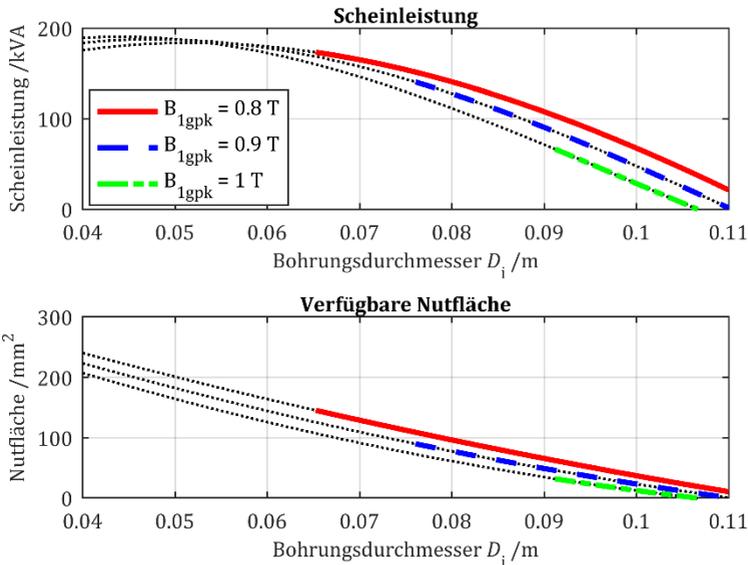


Abbildung 6.4: Analytische Berechnung der verfügbaren inneren Scheinleistung im Dauerbetrieb bei variiertem Luftspaltflussdichte

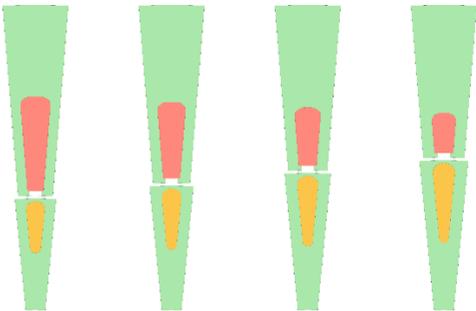
6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

Das analytisch berechnete Ergebnis wird durch eine Berechnungsreihe verdeutlicht. Im Beispiel wird der Innendurchmesser einer Asynchronmaschine variiert. Der Außendurchmesser der Maschine ist 160 mm. Der Innendurchmesser wird im Intervall [85 mm ... 100 mm] verändert. Mit jeder Maschine wird eine elektromagnetische und thermische Kennfeldberechnung durchgeführt und die erreichten Drehmomente und Leistungen miteinander verglichen.

Die Grafiken der Maschinensegmente in Tabelle 8 veranschaulichen, dass die Nutflächen im Stator bei größer werdendem Bohrungsdurchmesser sehr schnell kleiner werden. Das wirkt sich im Kennfeld der Maschine durch einen geringeren Wirkungsgrad aus. Die Kennfelder der Auslegungen mit dem kleinsten und dem größten Innendurchmesser in Abbildung 6.5 machen das deutlich. Der Bereich mit mehr als 95 % Wirkungsgrad ist im rechten Kennfeld deutlich kleiner als im linken Kennfeld (blaue Markierung). Die Grafik zeigt auch, dass mit dem größeren Innendurchmesser ein größeres Maximalmoment erreicht wird.

Die Abhängigkeiten vom Bohrungsdurchmesser sind für die Größen Maximalmoment, Dauerleistung und Energieverbrauch im Fahrzyklus in

Tabelle 8: Skizzen der berechneten Geometrien und Kenngrößen der Skalierung des Bohrungsdurchmessers bei konstanter Luftspaltflussdichte



Bohrung \varnothing	mm	85	90	95	100
Zahnbreite	mm	3,1	3,3	3,5	3,7
Jochhöhe	mm	18	19,1	20,2	21,2
Nutfläche Stator	mm ²	68,9	54,1	39,9	26,4
Nutfläche Rotor	mm ²	23,1	28,0	33,2	38,4

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

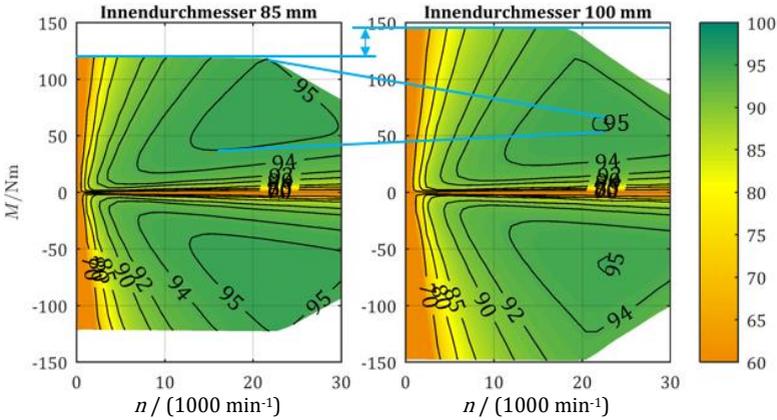


Abbildung 6.5: Wirkungsgradkennfelder bei verändertem Innendurchmesser, Variation mit konstanter Luftspaltflussdichte. Einfluss auf Maximalmoment und Wirkungsgrad.

Abbildung 6.6 aufgetragen. Die große Nutfläche bei kleinem Bohrungsdurchmesser ermöglicht einen geringen Energieverbrauch im Fahrzyklus. Bei großem Bohrungsdurchmesser geht die Dauerleistung auf etwa den halben Wert zurück, dagegen wird das Maximalmoment nur um etwa 20 % erhöht. Die Ergebnisse bestätigen die analytische Berechnung.

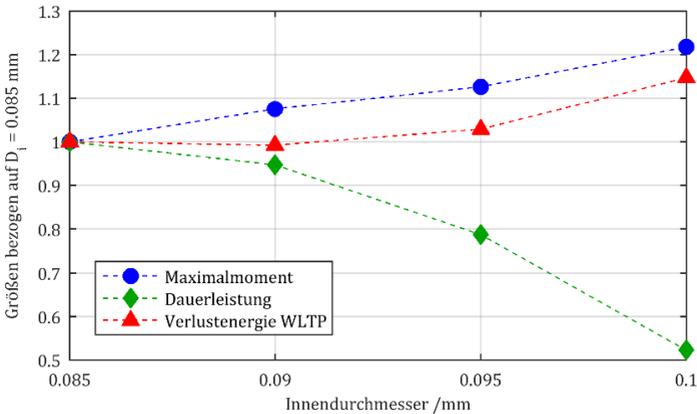


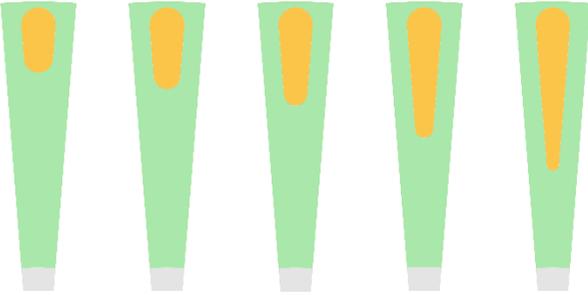
Abbildung 6.6: Veränderung von Maximalmoment, Dauerleistung und Verlustenergie bei Variation des Bohrungsdurchmessers mit konstanter Luftspaltflussdichte

6.4 Einfluss der Rotorstabhöhe

Dieser Abschnitt behandelt den Einfluss der Rotorstabhöhe auf die Leistung einer Asynchronmaschine. Bei Netzmaschinen werden das Anlaufverhalten und das Kippmoment durch die Form der Rotorstäbe beeinflusst. Die Stromverdrängung in Richtung Luftspalt bei zunehmendem Schlupf hilft, den Anlaufstrom zu begrenzen und das Anlaufmoment zu erhöhen. Bei drehzahlvariablen umrichter gespeisten Antrieben spielt das Anlaufverhalten keine Rolle. Die Rotornutstreuung wirkt sich jedoch auf das Maximalmoment aus [116]. Für Traktionsantriebe ist ein hohes Anfahrmoment gefordert. Das wird am besten mit einer streuungsarmen runden Nutform erreicht. Andererseits ist eine große Nutfläche für einen hohen Wirkungsgrad der Maschine und für eine hohe Reichweite des Fahrzeugs notwendig.

In einer Berechnungsreihe wird die Rotornuthöhe verändert. Die Nutbreite und alle Statorgrößen bleiben unverändert. Mit der Rotornuthöhe wird die Nutfläche größer. Die Grenze ist durch die minimale Breite der Nut im Nutgrund gegeben. Der Zuwachs an Nutfläche ist bei immer schmaler werdender Nut gering. Sehr schmale Nuten werden im Gießprozess nicht vollständig mit Leitermaterial gefüllt. Die Geometrien der berechneten Nutformen sind in Tabelle 9 nebeneinander

Tabelle 9: Rotornutformen mit Nuthöhen und Nutflächen bei der Berechnungsreihe mit Variation der Nuthöhe.



Nuthöhe	mm	6,0	7,5	9,0	12,0	15,0
Nutfläche	mm ²	15,7	19,3	22,6	28,0	32,0

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

dargestellt. Die Nuthöhe wird von 6,0 mm bis 15,0 mm variiert, die Nutfläche dabei verdoppelt.

Für jede Variante wird eine Kennfeldberechnung mit gleichen Strom- und Spannungsrandbedingungen durchgeführt. Das Ergebnis bestätigt die erwartete Tendenz, dass mit wachsender Nuthöhe und Nutstreuung das maximale Drehmoment abnimmt (Abbildung 6.7). Im Gegensatz dazu steigt der Wirkungsgrad mit zunehmender Nutfläche und führt zu einer Energieersparnis im WLTP Fahrzyklus. Die Dauerleistung ist bei der größten Nuthöhe um 18 % höher als bei der Ausgangsvariante, im WLTP Zyklus entsteht 11 % weniger Verlustenergie. Demgegenüber ist das Maximalmoment nur um 6 % geringer als bei der kleinsten Nuthöhe.

Der Einfluss auf den Wirkungsgrad kann aus den Wirkungsgradkennfeldern abgelesen werden. Die Kennfelder der Maschine mit der kleinsten und der größten Nuthöhe sind in Abbildung 6.8 nebeneinandergestellt. Der maximale Wirkungsgrad ist bei der größten Rotornut um 0,7 Prozentpunkte gegenüber der kleinsten Nut verbessert. Der Pfeil in der Grafik deutet an, wie der Wirkungsgrad verschoben wird. Im Kennfeld der Maschine mit 15 mm Nuthöhe nimmt der Bereich mit Wirkungsgrad > 95 % etwa die gleiche Fläche ein, wie der Bereich mit Wirkungsgrad > 94 % im Kennfeld der Maschine mit kleiner Nuthöhe.

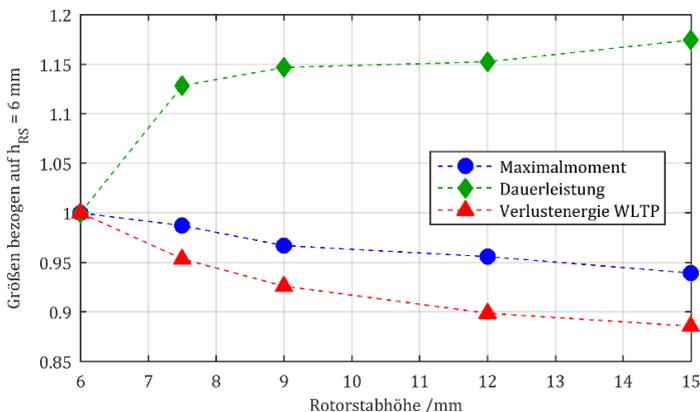


Abbildung 6.7: Einfluss der Rotornuthöhe auf das Maximalmoment, die Dauerleistung und die Verlustenergie im Fahrzyklus

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

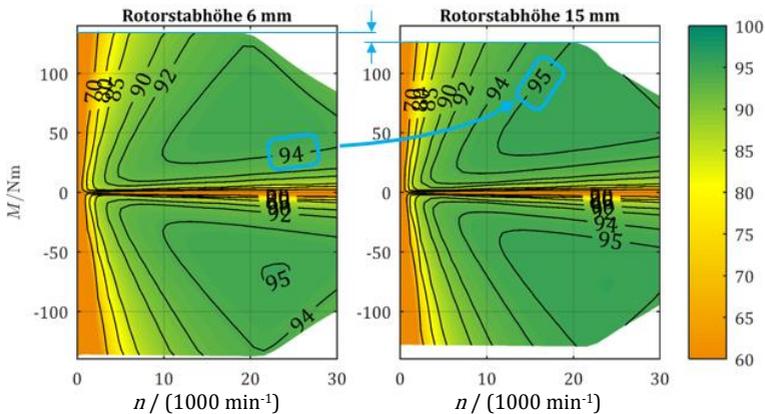


Abbildung 6.8: Wirkungsgradkennfelder im Vergleich. Geringeres Maximalmoment und höherer Wirkungsgrad bei größerer Nut.

Analog zu den gezeigten Parameterstudien über Innendurchmesser und Rotornuthöhe, wurden die Statornutbreite und die Statornuthöhe variiert. Wie zuvor stehen die Zielgrößen Maximalmoment und Spitzenleistung im Konflikt zu den Werten im Dauerbetrieb und zum Zykluswirkungsgrad.

6.5 Einfluss der Windungszahl und der Getriebeübersetzung

Eine besondere Bedeutung kommt der Windungszahl der Statorwicklung zu. Die Strangwindungszahl bestimmt bei festgelegter Geometrie die Eckdrehzahl und das Verhältnis von Maximalmoment zu verfügbarem Klemmenstrom. Das Dauermoment ist im Grunddrehzahlbereich unabhängig von der Windungszahl. Im Feldschwächbereich nimmt das Drehmoment überproportional ab. Mit einer größeren Windungszahl beginnt der Feldschwächbereich bei kleinerer Drehzahl. Dadurch ist das erreichte Dauermoment im Feldschwächbereich bei größerer Windungszahl geringer als bei kleinerer Windungszahl.

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

Die Anforderungen an den Antrieb sind als Drehmomente, Leistungen und Drehzahlen am Rad des Fahrzeugs definiert. Das Übersetzungsverhältnis i des Getriebes verschiebt die Arbeitspunkte in der Drehzahl-Drehmoment-Ebene des Motors. Die hohen geforderten Drehmomente zum Anfahren und Beschleunigen werden durch hohe Übersetzungsverhältnisse auf niedrige Werte an der Welle des Motors reduziert. Das Übersetzungsverhältnis ist nach oben durch die Maximaldrehzahl des Motors bei hoher Fahrzeuggeschwindigkeit begrenzt. Mit zunehmender Übersetzung steigt die Komplexität des Getriebes und der Wirkungsgrad des Getriebes nimmt ab.

In Abbildung 6.9 sind Anforderungen aus Tabelle 7, S. 98, in der Drehzahl-Drehmoment-Ebene des Motors dargestellt. Die Getriebeübersetzung variiert über einen Wertebereich, sodass die Arbeitspunkte verschoben werden. Als Wirkungsgrad des Getriebes wurde für alle Arbeitspunkte 95 % angenommen. Dazu sind in den Diagrammen die Grenzkennlinien des Motors bei verschiedenen Windungszahlen aufgetragen. Angegeben ist die Windungszahl pro Nut. Das obere Diagramm zeigt Arbeitspunkte, die im Kurzzeitbetrieb bis 30 Sekunden erreicht werden müssen, und die Maximal-kennlinien. Der Phasenstrom ist durch die Leistungselektronik auf 900 A bei 350 V Zwischenkreisspannung begrenzt. Bei fünf Windungen pro Spule wird das geforderte Maximalmoment am Rad von $M_{\max, \text{Rad}}$ mit einer Übersetzung von $i = 24$ erreicht. Bei drei Windungen ist das Maximalmoment des Motors kleiner, die Übersetzung muss mindestens $i = 40$ gewählt werden. Die geforderte Maximalgeschwindigkeit des Fahrzeugs ist $v_{\max} = 210 \text{ km/h}$. Mit dem gegebenen Raddurchmesser ist die maximal mögliche Übersetzung $i = 18,7$ möglich, ohne die Maximaldrehzahl des Motors zu überschreiten.

Das untere Diagramm in Abbildung 6.9 vergleicht die thermischen Grenzkennlinien des Motors bei unterschiedlichen Windungszahlen. Die Arbeitspunkte für Maximalgeschwindigkeit bei 6 % Steigung und in der Ebene müssen im Dauerbetrieb (S1) erreicht werden. Die thermischen Grenzkennlinien wurden mit Hilfe der in Kapitel 3.4 beschriebenen Methode berechnet. Die erforderliche Leistung für Fahrt bei

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

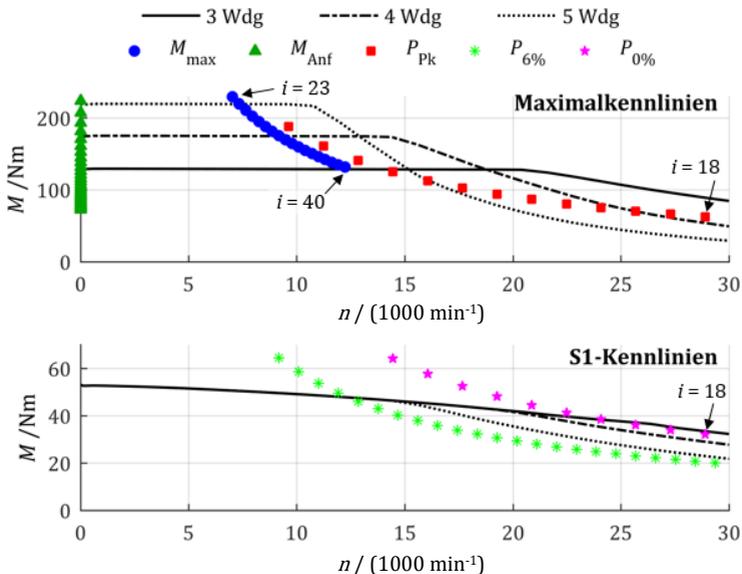


Abbildung 6.9: Grenzkennlinien der E-Maschine abhängig von der Windungszahl und Arbeitspunkte des Fahrzeugs abhängig von der Getriebeübersetzung. Oben: Maximalkennlinien und Arbeitspunkte Maximalmoment M_{\max} , Anfahrmoment M_{Anf} und Maximalleistung P_{Pk} . Unten: Dauerkennlinien und Arbeitspunkte im Dauerbetrieb: Fahrt bei 6 % Steigung und verminderter Geschwindigkeit $P_{6\%}$ und Fahrt bei Maximalgeschwindigkeit in der Ebene $P_{0\%}$.

Maximalgeschwindigkeit wird nur mit der kleinsten Windungszahl, $w_{\text{Sp}} = 3$, erreicht. Bei höheren Windungszahlen setzt der Feldschwäcbereich bei geringerer Drehzahl ein und das Dauermoment bei hoher Drehzahl nimmt ab. Die Übersetzung des Getriebes muss im Intervall $i = 15$ bis $i = 18,7$ sein, damit die notwendige Dauerleistung erreicht wird und die Maximaldrehzahl des Motors nicht überschritten wird.

Die vorhergehenden Untersuchungen zeigen auf, dass nicht alle Anforderungen des Fahrzeugs mit einer festen Getriebeübersetzung erreicht werden können. Das Getriebe muss mit mindestens zwei Gängen ausgeführt sein, damit das hohe Drehmoment beim Anfahren und

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

Beschleunigen und die hohe Dauerleistung bei maximaler Geschwindigkeit erreicht werden können.

6.6 Geometrie und Daten der ausgelegten E-Maschine

Entsprechend der in den vorhergehenden Abschnitten vorgestellten Untersuchungsreihen wurden mehrere Iterationsschleifen zur Auslegung eines Antriebsstrangs nach den Anforderungen eines Oberklassefahrzeugs durchgeführt (Vgl. Abbildung 6.2). Dabei wurden jeweils die Übersetzungsstufen des Getriebes und der maximale Phasenstrom des Inverters variiert.

Das Wirkungsgrad-Kennfeld der E-Maschine ist in Abbildung 6.10 in der Drehzahl-Drehmoment-Ebene aufgetragen. Die Eisen- und Zusatzverluste sind aus transient-magnetischen FEA nach der Methode aus Abschnitt 3.2

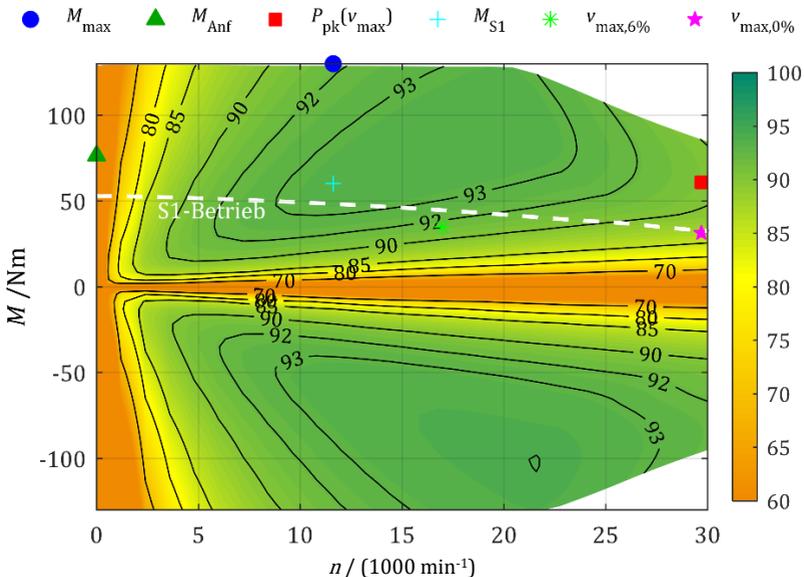


Abbildung 6.10: Wirkungsgradkennfeld der abschließenden Auslegung der E-Maschine mit Anforderungspunkten und thermischer Grenzkennlinie für den S1-Betrieb (max. 200 °C).

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

berücksichtigt. Im Diagramm sind die geforderten Arbeitspunkte eingezeichnet. Die Getriebeübersetzung konnte maximal auf $i = 38,0$ festgelegt werden. Das Maximalmoment und das Dauermoment bei niedriger Fahrzeuggeschwindigkeit wurden damit nicht voll erfüllt. Die Abweichung ist Rahmen der Zielstellung dieser Arbeit akzeptabel. Die Arbeitspunkte bei Maximalgeschwindigkeit mit 6 % Steigung und in der Ebene wurden mit $i = 18,5$ realisiert. Sie liegen im gültigen Bereich unterhalb der S1-Kennlinie.

Abbildung 6.11 zeigt den Nutschnitt der Auslegung mit einigen geometrischen Daten. In Tabelle 10 sind die Leistungsdaten der Maschine aufgeführt.

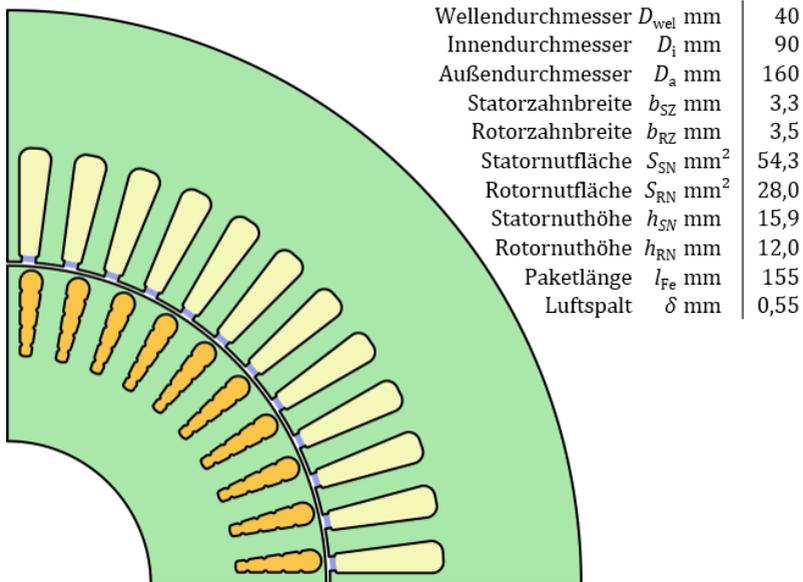


Abbildung 6.11: Nutschnitt der Auslegung der E-Maschine mit Geometriedaten.

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

Tabelle 10: Leistungsdaten der Auslegung für diese Arbeit.

Zwischenkreisspannung U_{DC} (entspr. Batteriespg.)	V	350
maximaler Phasenstrom	A	900
Maximaldrehzahl	min ⁻¹	30.000
Maximalmoment	Nm	129,7
Strangwindungszahl		6
parallele Gruppen		4
Maximale Leistung (900 A, 350 V DC)	kW	280
Maximales Dauermoment (200 °C Wicklung, Mantel- und Wellenkühlung, 65 °C Vorlauf)	Nm	53,1
Maximale Dauerleistung (motorisch)	kW	101
Maximaler Wirkungsgrad (motorisch)	%	93,6

6.7 Der Antriebsstrang im Fahrzyklus und Skalierung des Gesamtsystems

Abschnitt 6.1 beschreibt, wie die gegenseitige Abhängigkeit der Komponenten des Antriebsstrangs bei der Auslegung berücksichtigt wird. Die Auslegung folgt einem iterativen Ablauf, bei dem auch der Zyklenwirkungsgrad des Antriebsstrangs optimiert wird. Die Wahl der Getriebestufen bestimmt die Lage der Arbeitspunkte im Kennfeld der elektrischen Maschine (Abbildung 6.12). Abbildung 6.13 zeigt die Wirkungsgrade der elektrischen Maschine für einen Ausschnitt des WLTP Fahrzyklus bei drei Getriebeübersetzungen. Eine geeignete Schaltstrategie sorgt dafür, dass für jeden Arbeitspunkt die Getriebestufe ausgewählt wird, mit dem die Verluste minimal sind. Die ausgewählten Punkte konzentrieren sich im Wirkungsgradkennfeld in Abbildung 6.12 um eine Linie, die die besten Wirkungsgrade aller Drehzahlen miteinander verbindet. Im Fahrzeug muss die Schaltzeit und die für das Schalten benötigte Energie berücksichtigt werden. Der Schaltalgorithmus kann zukünftige Arbeitspunkte nicht vorhersehen, sodass nicht immer der beste Arbeitspunkt genutzt werden kann.

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

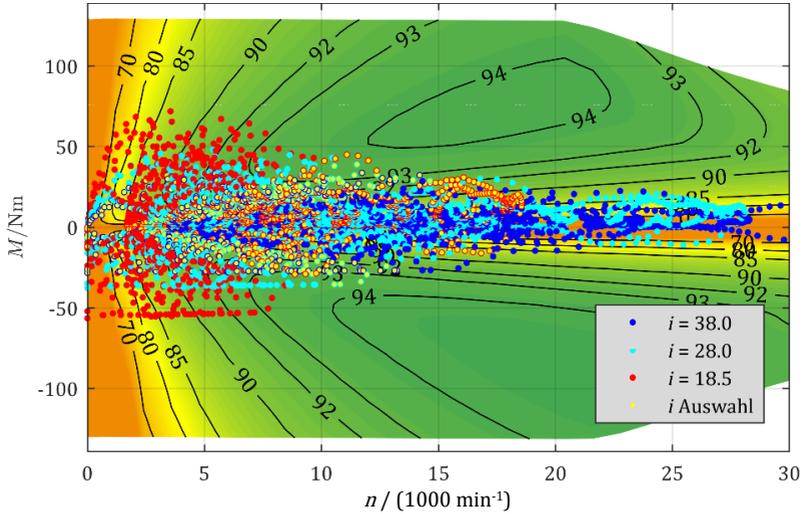


Abbildung 6.12: Lage der Arbeitspunkte des WLTP-Fahrzyklus im Drehzahl-Drehmoment-Kennfeld bei unterschiedlichen Übersetzungen.

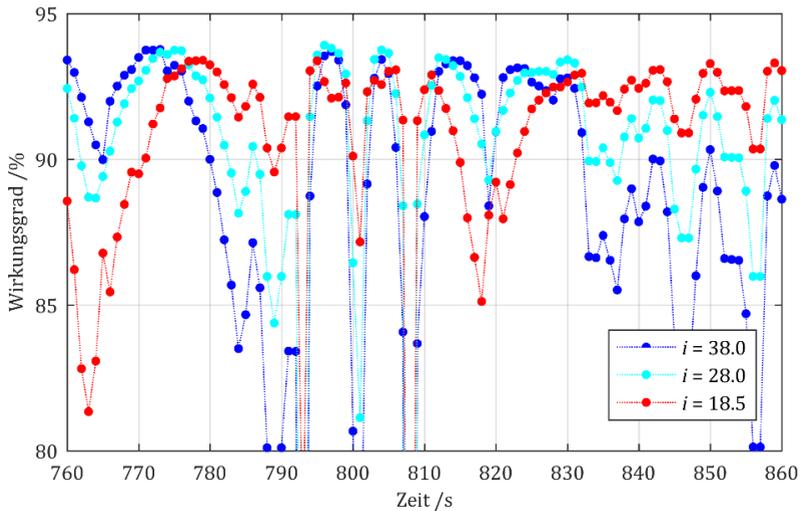


Abbildung 6.13 Wirkungsgrade der Maschine an Arbeitspunkten des WLTP-Fahrzyklus bei unterschiedlichen Getriebeübersetzungen.

Skalierung des Antriebsstrangs

Der heutige Fahrzeugmarkt ist von Verbrennungsantrieben geprägt. Für die Zukunft wird ein größerer Marktanteil von Elektrofahrzeugen angestrebt. In einer Übergangsphase ist es notwendig, eine große Flexibilität in der Produktion zu erreichen [117]. Zusätzlich ist wegen der hohen Kosten für die Fahrzeugbatterie der Kostendruck auf alle Komponenten des Antriebsstrangs hoch. Daraus entsteht die Forderung an den Antriebsstrang, für ein breites Spektrum von Fahrzeugen innerhalb einer Fahrzeugflotte skalierbar zu sein. Durch Mehrfachnutzung gleicher Baugruppen über die gesamte Fahrzeugflotte eines Herstellers werden Kostenvorteile durch Stückzahleffekte erzielt. Eine der Zielsetzungen dieser Arbeit war, die Skalierbarkeit des Antriebsstrangs zu erreichen. An dieser Stelle soll gezeigt werden, wie die in dieser Arbeit entstandene Maschine in ein Skalierungskonzept durch Mehrfachnutzung der Komponenten eingebettet ist.

Durch den modularen Aufbau des Antriebsstrangs werden die Module der Leistungselektronik und die elektrische Maschine in allen Fahrzeugklassen genutzt. Abbildung 6.14 zeigt ein Schema des Baukastens. Die Anforderungen eines Kleinwagens werden mit einer dreiphasigen Leistungselektronik mit dem in dieser Arbeit entstandenen Motor und mit einem eingängigen, zweistufigen Getriebe erreicht. Im Antriebsstrang der Mittelklasse werden zwei identische Module der Leistungselektronik als sechsphasige Ansteuerung der gleichen Maschine eingesetzt. Das Getriebe wird mit einer höheren Übersetzung ebenfalls eingängig, zweistufig ausgelegt. Für die hohen Anforderungen der Oberklasse wird der Antriebsstrang, wie in Abschnitt 6.5 beschrieben, mit einem schaltbaren Getriebe ausgeführt.

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

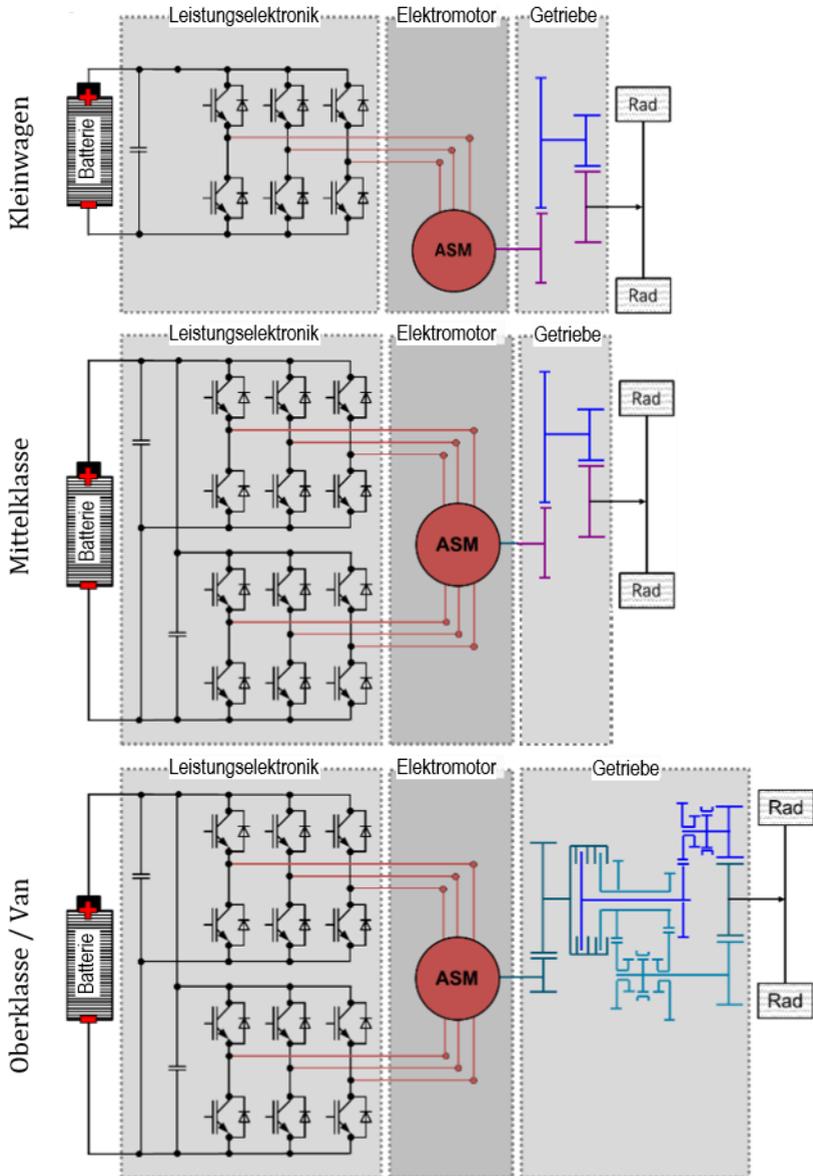


Abbildung 6.14: Skalierung des Antriebssystems mit Mehrfachnutzung der Komponenten. Quelle [118]

6 Elektromagnetische Auslegung einer Asynchronmaschine

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

Die berechneten Ergebnisse sollen durch den Bau und anschließenden Test von Prototypen bestätigt werden. Es werden zwei baugleiche Prototypen aufgebaut. Die gesamte Konstruktion, Auslegung und Festigkeitsberechnung erfolgen im Rahmen dieser Arbeit und werden in den folgenden Abschnitten beschrieben. Der Aufbau der Maschinen und die Beschaffung der Bauteile werden in enger Abstimmung nach den Vorgaben aus dieser Arbeit von den Projektpartnern der Daimler AG und der Robert Bosch GmbH übernommen.

7.1 Wicklung

Entsprechend der Randbedingungen im entstandenen Antriebsstrang werden die Wicklungen der Maschinen für 350 V Zwischenkreisspannung ausgelegt. Jede Phase der Maschine besteht aus vier Spulengruppen. Davon werden jeweils zwei Gruppen intern parallelgeschaltet. Die Wicklungsenden der parallel geschalteten Gruppen werden an die Klemmen der Maschine herausgeführt. So können die Teilwicklungen extern parallel oder in Serie geschaltet werden (Abbildung 7.1). Die Maschinen können damit an zwei unterschiedlichen Frequenzumrichtern betrieben werden. Der vom Projektpartner Bosch aufgebaute Frequenzumrichter ist für die im Projekt vereinbarte Zwischenkreisspannung von 350 V ausgelegt. Es stehen Leistungshalbleiter mit maximal 450 A Effektivwert pro Phase zur Verfügung. Daher wird der Umrichter sechsphasig mit jeweils 450 A effektiv Maximalwert aufgebaut. Bei Parallelschaltung der Teilwicklungen können die Maschinen mit der sechsphasigen Leistungselektronik bei 350 V Zwischenkreisspannung über den gesamten Leistungsbereich betrieben werden, indem jede Teilwicklung von einer Phase der Leistungselektronik gespeist wird. Die Schaltungsvariante wird im Folgenden als Schaltung mit vier parallelen Gruppen (4 Gr.#) bezeichnet. Die Leistungselektronik stand nur begrenzt während der Laufzeit des Projekts zur Verfügung. Die Frequenzumrichter

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

an den Motorprüfständen des Elektrotechnischen Instituts, Fachgebiet Hybridelektrische Fahrzeuge, sind 3-phasig für Zwischenkreis-Spannungen bis maximal 900 V und für Phasenströme bis 450 A effektiv ausgelegt. Bei Serienschaltung der Teilwicklungen können die Maschinen das volle Drehmoment erreichen. Wegen einer fehlenden verstärkten Isolation in den Wickelköpfen der Maschinen kann die Spannung nicht ausgenutzt werden und der Betrieb ist nur bis etwa 65 % der projektierten Eckdrehzahl möglich. Die Schaltungsvariante wird im Folgenden als Schaltung mit zwei parallelen Gruppen (2 Gr.#) bezeichnet. Für Drehzahlen oberhalb der Spannungsgrenze werden die Maschinen mit 4 Gruppen parallel betrieben. Dadurch kann im oberen Drehzahlbereich nur das halbe Drehmoment erreicht werden.

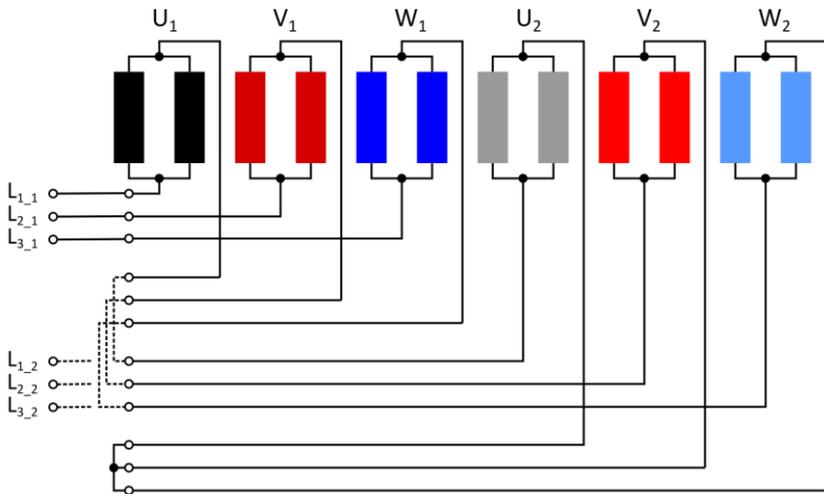


Abbildung 7.1: Wicklungskonfiguration mit Schaltungsmöglichkeiten der Spulengruppen.

7.2 Lagerung

Neben Schäden am Isolationssystem sind Lagerschäden die häufigste Ausfallursache von elektrischen Maschinen. Daher hat die Auswahl der

Lagerung eine wichtige Bedeutung für den Betrieb der Prototypen. In diesem Abschnitt werden gebräuchliche Lagerungen für Hochdrehzahltriebe vorgestellt. Nach Abwägen der Vor- und Nachteile werden geschlossene Spindellager mit Fettschmierung wegen des vergleichsweise geringen Konstruktionsaufwands und der platzsparenden und leichten Bauweise ausgewählt.

Magnetlager

Magnetlagerungen ermöglichen einen berührungslosen und verschleißfreien Betrieb bis zu höchsten Drehzahlen. Bei Bedarf ist die Lagersteifigkeit und die Lagerluft frei einstellbar [36]. Dabei wird die Steifigkeit von der realisierbaren Flussdichte, der Stromdichte und der Lagerfläche begrenzt. Magnetlagerungen werden als eigenständige Baugruppen an der Welle angeordnet [119], oder können als lagerlose Bauweise in das Aktivteil der Maschine integriert werden [120]. Zusätzlich muss eine axiale Lagerung aufgebaut werden und es müssen mechanische Fanglager vorgesehen werden.

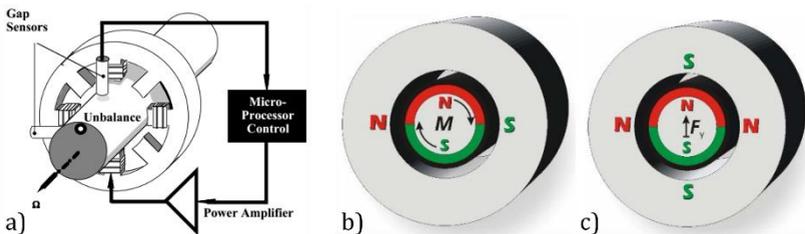


Abbildung 7.2: Prinzipskizzen magnetischer Lagerungen. a) Eigenständiges Lager auf der Welle mit Spulensystem, Sensorik und Ansteuerung [121]. Lagerlose Maschine [120]; b) drehmomentbildendes System, c) querkraftbildendes System doppelter Polpaarzahl.

Durch die magnetische Lagerung wird die axiale Baulänge der Maschine etwa verdoppelt. Die Baulänge lagerloser Maschinen ist etwas kürzer als die von Maschinen mit eigenständigen Magnetlagern [110]. Zusätzlich zum Bauraum der Lagerung muss der Platzbedarf für die Gleichstromsteller und die Zuleitungen berücksichtigt werden. Der

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

Energiebedarf des Systems muss in die Verlustbilanz der Maschine eingerechnet werden.

Gleitlager

Gleitlager unterscheiden sich durch das Funktionsprinzip [122]. Wartungsfreie Lager laufen trocken, sind fettgeschmiert oder als Sinterlager ölgetränkt. Die Schmierung wird mit dem Einbau oder am Anfang des Betriebs eingebracht. Werkstoffe für trockenlaufende Lager können Weißmetalle, Rotguss oder Leichtmetalle sein, oder es werden Kunststoffe wie PTFE oder Verbundwerkstoffe daraus verwendet. Es tritt im gesamten Betrieb Festkörperreibung oder Mischreibung auf. Mit wartungsfreien Lagern werden höchste Traglasten erreicht. Die Umfangsgeschwindigkeit ist auf etwa 10 m/s begrenzt.

Hydrodynamische Lager laufen beim Start unter Grenzreibung an, die Grenzflächen sind nur mit einem molekularen Schmierstofffilm bedeckt. Mit zunehmender Drehzahl wird mehr Öl durch Keilwirkung in den Schmierpalt gefördert, sodass zunächst Mischreibung auftritt, die ab dem Ausklinkpunkt bei höherer Drehzahl in Flüssigkeitsreibung übergeht [35][122].

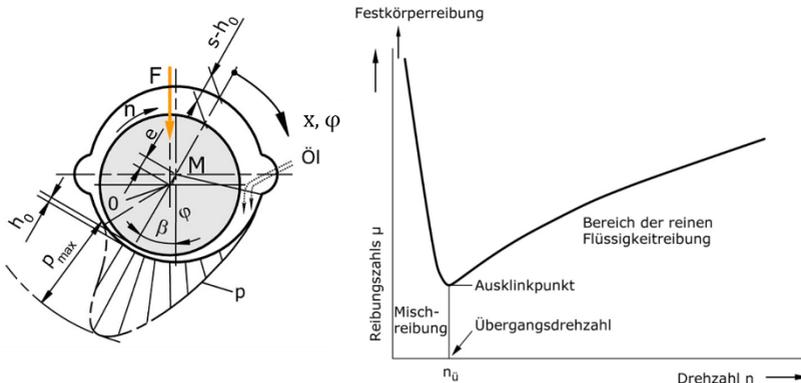


Abbildung 7.3: Hydrodynamische Lagerung: Prinzipskizze mit Druckverteilung im Betrieb und Stribeckdiagramm der Reibungszahl. Quelle [122]

Der Betrieb unterhalb des Ausklinkpunkts führt zu Verschleiß und wird vermieden. Die Reibungszahl im Bereich der reinen Flüssigkeitsreibung liegt oberhalb der Reibungszahl von Wälzlagern. Bei Traktionsantrieben für PKW treten kleine Drehzahlen und Start-Stopp-Vorgänge häufig auf. Daher sind hydrodynamische Gleitlager nicht als Fahrtriebe geeignet. Hydrostatische Lager können verschleißfrei und reibungsarm auch bei niedrigen Drehzahlen bis zum Stillstand betrieben werden. Eine Pumpe erzeugt den Fluiddruck, der in Druckkammern geleitet wird und so die Welle zentriert im Lager hält. Das Fluid fließt über enge Spalte ab und zurück in den Kreislauf [36] (Abbildung 7.4). Es können kleine Bauformen in der Maschine realisiert werden, der Apparateaufwand für Nebenfunktionen wie Schmiermittelzuführung, Fanglager und Axiallager ist aber hoch [123]. Die Quelle gibt in einem Berechnungsbeispiel circa 26 m/s als Grenze für die Umfangsgeschwindigkeit an.

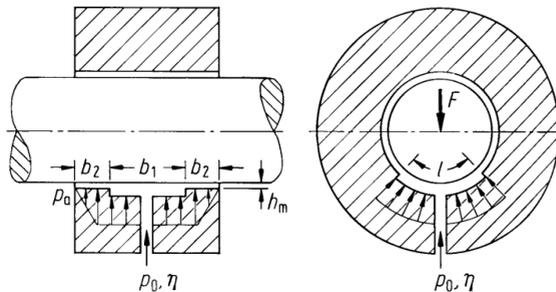


Abbildung 7.4: Hydrostatisches Funktionsprinzip. Quelle [36].

Wegen des konstruktiven Aufwands und der zusätzlichen Masse und benötigtem Bauraum zum Erfüllen der Nebenfunktionen scheidet ein hydrostatisches Lager für dieses Projekt aus.

Wälzlager

Bei rotierenden elektrische Maschinen werden zum weitaus größten Teil Rillenkugellager eingesetzt. In wenigen Ausnahmen werden Rollenlager oder Kombinationen von Schrägkugellagern verwendet, wenn hohe Radial- oder Axiallasten an der Welle auftreten. Rillenkugellager sind

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

besonders kostengünstig und leicht verfügbar. Sie nehmen gleichzeitig Radialkräfte und Axialkräfte auf und erreichen hohe Drehzahlen bei geringen Laufgeräuschen. Für Standardanwendungen stehen be fettete und abgedichtete Lager als Normteile weltweit zur Verfügung [35]. Ein Nachteil von Rillenkugellagern ist bei elektrischen Maschinen die Empfindlichkeit gegenüber elektrischen Lagerströmen. Die Drehzahl ist nach oben durch die Fliehkräfte und rotatorischen Massenträgheitsmomente der Wälzkörper begrenzt. Für höhere Drehzahlen werden Hochgenauigkeitslager, auch als Spindellager bezeichnet, eingesetzt. Diese haben kleinere Wälzkörper, die sich leichter in Rotation versetzen können und auf die geringere Fliehkräfte wirken. Dadurch wird die Reibung verringert und die Erwärmung vermindert. Laufkörper aus Keramik verbessern die Eigenschaften zusätzlich.

Für die Prototypen ist ein Wellenende mit 20 mm Durchmesser und Steckverzahnung vorgesehen. Der nächst größere mögliche Innendurchmesser der Lager ist 25 mm. Die Drehzahlgrenze von Standardlagern liegt bei Lagern dieser Baugröße je nach Hersteller im Bereich von 17.000 min^{-1} bis 20.500 min^{-1} bei Fettschmierung [124][125]. Die geforderte Drehzahl von 30.000 min^{-1} wird damit nicht erreicht. Ölgeschmierte Lager erreichen höhere Drehzahlen, teilweise bis $> 30.000 \text{ min}^{-1}$. Der konstruktive Aufwand für eine Ölschmierung soll aber vermieden werden. Spindellager werden für den benötigten Wellendurchmesser mit Fettschmierung für Drehzahlen über 30.000 min^{-1} angeboten. Es stehen Lager in verschiedenen Ausführungen mit unterschiedlichen Anstellwinkeln, unterschiedlichen Laufflächenmaterialien und Fettfüllungen für verschiedene Grenztemperaturen zur Auswahl [126][127]. Je nach Ausführung werden Grenzdrehzahlen bis über 60.000 min^{-1} angegeben. Die Kosten für Spindellager liegen bei kleinen Bestellmengen 10 – 20-fach über den Kosten für Standardlager. Lager mit Fettfüllungen für hohe Temperaturen sind nicht immer verfügbar, sondern werden erst auf Kundenanfrage bei höheren Stückzahlen gefertigt. Dadurch wird die Auswahl eingeschränkt. Von der Firma SLF Fraureuth wird ein Lager mit geeigneter Fettschmierung bis 120 °C und einer Grenzdrehzahl von 36.000 min^{-1} angeboten.

Für die in diesem Projekt gebauten Prototypen wird eine Lagerung mit Spindellagern ausgewählt. Die Auswahl erfolgt trotz der höheren Kosten der Lager im Vergleich zu Standard-Rillenkugellagern und trotz der geforderten hohen Genauigkeit bei der Fertigung der Wellen und Lagerschilder. Standard-Rillenkugellager scheiden wegen der geforderten Drehzahl aus. Als Alternative kommen hydrostatische Gleitlager oder Magnetlager in Frage. Der konstruktive Aufwand, die Kosten und die Systemnachteile in Gewicht und Energieverbrauch sind bei den Alternativen jedoch deutlich größer als bei Spindellagern.

7.3 Konstruktion des Gehäuses

Dieser Abschnitt beschreibt die Konstruktion des Gehäuses für die Versuchsmotoren. Das Gehäuse übernimmt die Funktion, das Drehmoment vom Statorpaket auf die Befestigungspunkte zu übertragen. Befestigungspunkte sind die Verbindungen des A-seitigen Flanschs, der Füße und weitere Befestigungspunkte zum Getriebe oder zum Tragsystem des Fahrzeugs. Darüber hinaus vereinigt das Gehäuse Funktionen mit unterschiedlichen Anforderungen, die bei der Konstruktion berücksichtigt und vereint werden müssen:

- Übertragen des Drehmoments vom Statorpaket an die Befestigungspunkte.
- Aufnehmen der Mantelkühlung, Wärme übertragen und Dichtigkeit sicherstellen.
- Anschlüsse der Mantelkühlung bereitstellen.
- Anschlüsse der Innenbelüftung bereitstellen.
- Luftströme der Innenbelüftung leiten und verteilen.
- Anschlüsse der Wellenkühlung bereitstellen.
- Elektrische Anschlüsse aufnehmen, sichere Befestigung ermöglichen.
- EMV-Schutz und IP-Schutzart sicherstellen.
- Zentrierung der Lagerschilde und axiale Bestimmung der Lagerung.

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

- Hohe Steifigkeit gegen Resonanzen im Bereich der Betriebsdrehzahlen.
- Aufnahme und Positionierung des Resolver-Stators.
- Führung der Resolver- und anderer Fühlerleitungen.

Wichtige Vorarbeiten für die Konstruktion werden in der studentischen Arbeit von Butz [S10] durchgeführt.

Nach einer Untersuchung mehrerer existierender E-Maschinen wird das Gehäuse in einer Topfform ausgeführt. In einem Serienprozess kann die Topfform im Druckgussverfahren hergestellt werden. Das B-seitige Lagerschild bildet den Topfboden. Die Arbeitsschritte zum Fertigen der Passungssitze und zum Montieren des B-Lagerschildes entfallen, die Steifigkeit des Gehäuses wird erhöht.

Die Kühlkanäle der Mantelkühlung liegen in axialer Richtung in der Gehäusewand. Sie können in einer Serienfertigung mit dem Gießprozess des Gehäuses gefertigt werden. Die Umlenkungen für die axialen Kühlkanäle sind stirnseitig in die Gehäusewand integriert. Die Mantelkühlung wird A-Seitig durch das A-Lagerschild verschlossen. B-Seitig verschließt ein ringförmiger Deckel das Kühlsystem. Die Anschlüsse werden in den Deckel eingeschraubt.

Der Vorteil der axialen Kühlkanäle gegenüber in Umfangsrichtung verlaufenden Kühlkanälen ist, dass die Fertigung ohne verlorene Kerne oder geteilte Gehäuseformen möglich ist. Dagegen verringert eine Teilung des Gehäuses in Innen- und Außenmantel die Steifigkeit.

Die elektrischen Anschlüsse der Maschine werden durch Aussparungen im Topfboden an der B-Seite herausgeführt. Damit die Wicklung für den Betrieb mit zwei oder mit vier parallelen Gruppen umgeklemmt werden kann, werden zwölf Spulenden der vier Spulengruppen herausgeführt (vgl. Abschnitt 7.1). Die Öffnungen dafür sind im Topfboden ausgespart. Zum Ausgleich versteifen Rippen das Gehäuse zwischen den Aussparungen.

Das Festlager wird von innen in das B-Lagerschild montiert und fixiert. Der Stator des Resolvers wird von außen montiert und mit Hilfe eines Resolverhalters festgehalten. Eine Aussparung führt die Resolverleitungen nach außen. Abbildung 7.5 zeigt das CAD-Modell der Gehäusekonstruktion mit den beschriebenen Funktionen.

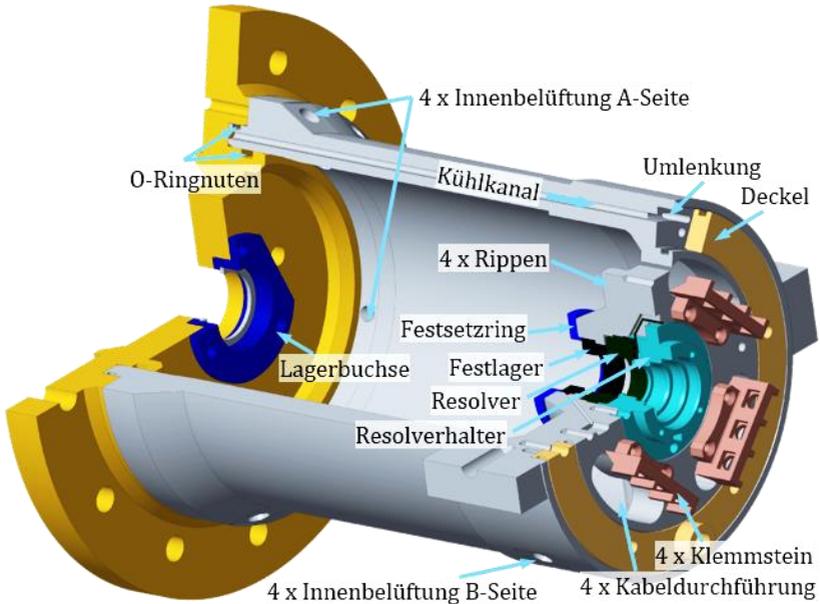


Abbildung 7.5: CAD-Modell des Statorgehäuses mit Funktionsanbauten.

7.4 Entwicklung des Kühlsystems

In diesem Abschnitt werden die Konstruktion und die thermo- und fluiddynamischen Auslegungen des Kühlsystems beschrieben. Vorarbeiten dafür wurden in den studentischen Arbeiten von Butz [S10] und Duval [S4] geleistet. Die Ergebnisse der Arbeiten werden erweitert und auf die Verhältnisse der endgültigen Auslegung der Maschine angepasst. In Abschnitt 4.1 wurden Kühlungsarten vorgestellt und bewertet. Aufgrund der Kühlwirkung und wegen des verhältnismäßig

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

geringen konstruktiven Aufwands wurde eine Kombination aus Mantelkühlung, Wellenkühlung und einer Innenbelüftung ausgewählt. Mit der zusätzlichen Innenbelüftung sollen die Wickelköpfe gekühlt werden. Damit kann ein Nachteil der Mantelkühlung gegenüber einer direkten Wicklungskühlung ausgeglichen werden. Der Konstruktionsaufwand für eine Innenbelüftung ist gegenüber einer Ölkühlung gering.

7.4.1 Konstruktion der Mantelkühlung

Für Mantelkühlungen gibt es viele Gestaltungsmöglichkeiten [71]. Durch parallel- und Serienanordnung von Kühlkanälen können der zur Verfügung stehende Druck- und die Durchflussmenge gut ausgenutzt werden. Die Aufgabe ist, in den gegebenen Grenzen einen guten Kompromiss aus wirksamer Kühlfläche, Turbulenz und Durchflussmenge zu erreichen. Das kann durch Variation der wirksamen Querschnittsfläche und durch die Anzahl paralleler Kanäle erreicht werden.

Im vorhergehenden Abschnitt wurde die Konstruktion des Gehäuses vorgestellt und die Realisierung von axialen Kühlkanälen begründet. Damit ist die grundsätzliche Gestaltung der Mantelkühlung als axiale Mäander festgelegt. In der Konstruktion und Auslegung der Mantelkühlung wird die Anzahl der Kühlkanäle, deren



Abbildung 7.6: Konstruktion der Mantelkühlung, aufgeschnitten.
32 Kanäle am Umfang, 2 parallele Pfade.

Querschnittsgeometrie und die Anzahl der parallelen Zweige ermittelt. Zwischen den Kühlkanälen muss an einigen Stellen am Umfang ausreichend Platz für Befestigungsbohrungen, Leitungsdurchführungen und für Durchgänge der Innenbelüftung vorgesehen werden. Aus den Vorgaben wird eine Kühlungsgeometrie mit 32 Kanälen am Umfang entworfen. Das Kühlmittel teilt sich am Einlass auf zwei parallele Pfade auf und wird am Auslass wieder zusammengeführt. Abbildung 7.6 zeigt einen Aufriss der Kühlkanäle mit Strömungsrichtung.

Der Wärmeübergangskoeffizient von den Wänden der Kühlkanäle in das Kühlmedium wird anhand des VDI-Wärmeatlas [52] berechnet. Für den Wärmeübergang werden nur die Anteile der axialen Kühlkanäle berücksichtigt. Der Beitrag der Umlenkungen wird vernachlässigt.

Die Berechnung des Strömungswiderstands in den Kanälen wird ebenfalls nach [52] ausgeführt. Der Druckverlust Δp_{Kanal} eines einzelnen Kanals ist

$$\Delta p_{\text{Kanal}} = \zeta \cdot \frac{l}{d_h} \cdot \frac{\rho v^2}{2} \approx 14 \text{ mbar} \quad (7.1)$$

Darin ist ζ ein geometrieabhängiger Widerstandsbeiwert. Für den Druckverlust der Umlenkungen gibt [35] die Strömungswiderstände verschiedener Formen von Bögen an. Die Umlenkungen werden als 180°-Bögen mit Rechteckquerschnitt angenähert. Der Druckverlust einer einzelnen Umlenkung ist $\Delta p_{\text{Uml}} \approx 0,5 \text{ mbar}$. Der gesamte Strömungswiderstand wird aus den Kanälen und Umlenkungen addiert und beträgt $\Delta p_{\text{Mantelk}} \approx 0,22 \text{ bar}$.

7.4.2 Konstruktion der Wellenkühlung

Butz hat in seiner Arbeit [S10] Anordnungen von Wellenkühlungen untersucht. Das A-seitige Wellenende der Maschine ist wegen des Getriebeanbaus nicht zugänglich. Eine durchgängige Hohlwelle ist daher nicht als Wellenkühlung realisierbar. Eine radiale Ausleitung des Kühlmittels an der A-Seite kann wegen der hohen Drehzahl der Maschine nicht realisiert werden. In den dafür notwendigen radialen Bohrungen

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

entsteht durch Zentrifugalkräfte eine Pumpwirkung. Der entstehende Druck ist abhängig von der Drehzahl und von der radialen Länge der Kanäle. Mit den gegebenen geometrischen Verhältnissen erreicht die Pumpwirkung bei maximaler Drehzahl bis zu 5 bar. Zur Kompensation muss die Zuführung gedrosselt werden, damit keine Schäden an anderer Stelle des Kühlsystems entstehen. Bei kleinen Drehzahlen ist die Förderwirkung nicht wirksam, sodass wegen der Drosselung kein Kühlmittel durch die Wellenkühlung gefördert werden kann.

Als Lösung wird eine Wellenkühlung mit feststehender Kühllanze realisiert. Dabei leitet eine Hohllanze in der Wellenbohrung das Kühlmittel bis in den Nutgrund. Das Kühlmittel tritt aus der Kühllanze aus und strömt entlang der Wellenbohrung zurück zur Eingangsseite (Schema Abbildung 3.14, S. 41). Das Ziel der Konstruktion ist, eine hohe Kühlleistung bei geringem Druckverlust zu erreichen. Durch die hohe Drehzahl ergeben sich zusätzliche Anforderungen.

- Der Strömungswiderstand muss mit der Mantelkühlung abgestimmt sein, damit eine ausgewogene Aufteilung des Kühlmittelstroms zwischen Mantel- und Wellenkühlung erreicht wird.
- Die Dichtung der Wellenkühlung an der rotierenden Welle muss sicherstellen, dass keine Kühlflüssigkeit in den Statorraum gelangt.
- Die Kühlung muss durch den Innendurchmesser des Resolvers geführt werden. Wegen der hohen Drehzahl stehen keine Resolver mit großem Durchmesser zur Verfügung. Dadurch ist der Außendurchmesser der Wellenkühlung eingeschränkt.
- Die Umfangsgeschwindigkeit der Welle an den Dichtlippen der Wellendichtringe darf einen Grenzwert nicht überschreiten. Der Durchmesser der Lauffläche ist auf einen Maximalwert begrenzt.
- Die Eigenfrequenzen der Kühllanze sind durch den geringen Durchmesser und die große Länge der Lanze niedrig und liegen im Bereich der Betriebsdrehzahl der Maschine.
- Durch die Rotation der Welle um die Kühllanze wird die Lanze über die Kühlflüssigkeit auf Torsion belastet. Eine zusätzliche Belastung

tritt auf, wenn die Lanze durch Schwingung an die Wände der Wellenbohrung stößt.

Für den Druckverlust in der Wellenkühlung werden wieder die Berechnungsweisen aus dem VDI Wärmeatlas [52] herangezogen. Die Innenbohrung der Lanze ist ein glattes Rohr, die Rückführung zwischen Lanze und Wellenbohrung bildet einen Ringspalt. Für den hydraulischen Durchmesser des Ringspalts gilt $d_{h,RS} = D_a - D_i$.

Der maximale Wärmeübergangskoeffizient bei vorgegebenem Strömungswiderstand wird durch eine Optimierungsrechnung ermittelt. Der Optimierer erzeugt einen engen Ringspalt, mit dem eine hohe Strömungsgeschwindigkeit und hohe Turbulenz erreicht wird. Der Ringspalt wird aus fertigungstechnischen Gründen auf minimal 0,5 mm begrenzt.

Am Ende der Kühllanze wird eine lose sitzende Teflon-Buchse eingebaut, die verhindert, dass die Lanze gegen die Innenseite der Welle stößt.

Die Wellendichtung wird in enger Absprache mit der Firma Freudenberg zweistufig ausgeführt. Die maximale erreichte Umfangsgeschwindigkeit der Welle an den Dichtflächen ist 22 m/s. Da die Wasser-Glykol-Mischung des Kühlmittels keine Schmierwirkung hat, wird eine PTFE-Dichtung eingesetzt. Die hohe Umfangsgeschwindigkeit überschreitet die Spezifikation der Dichtung, sodass eine geringfügige Leckage nicht ausgeschlossen werden kann. Daher wird eine Drainagebohrung hinter der Dichtung vorgesehen. Ein zweiter Wellendichtring mit Schutzlippe und Fettfüllung dichtet den Zwischenraum in Richtung des Resolvers und der Lager ab. Abbildung 7.7 zeigt die Rotorwelle in der Einbausituation. Die Dichtung ist in einer vergrößerten Ansicht abgebildet. Die Wellenkühlung reicht A-seitig bis an das Lager heran, sodass ein guter Schutz gegen Überhitzung gegeben ist. Die Führung der Lanze und der Austritt des Kühlmittels aus der Lanze sind vergrößert dargestellt.

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

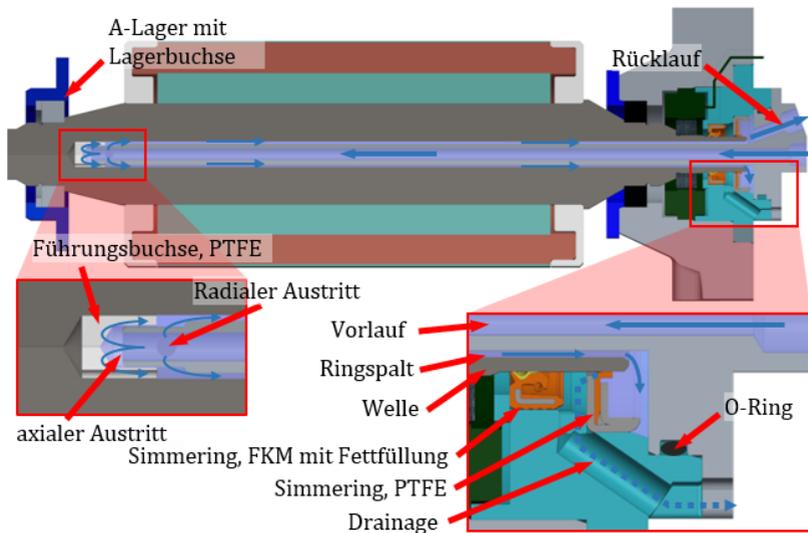


Abbildung 7.7: Konstruktion der Wellenkühlung. Vergrößerter Ausschnitt der Dichtungsanordnung.

7.4.3 Innenbelüftung

Die Innenbelüftung wird so gestaltet, dass sie bei Bedarf zusätzlich zur Mantelkühlung und zur Wellenkühlung eingesetzt werden kann. Zusätzlich ist die Anordnung geeignet, zu untersuchen, ob durch den Einsatz einer Innenbelüftung auf die Wellenkühlung verzichtet werden kann. Die Innenbelüftung wird durch ein separates Lüftungsgerät gespeist. Die Zuführung zum Motor und die Abluft werden durch jeweils vier Schläuche geleitet. Abbildung 7.8 zeigt die Luftführung im Motor. Die Luft wird dem Motor A-seitig am Umfang verteilt zugeführt. Der Luftstrom umspült die Wickelköpfe und wird durch den Luftspalt zur B-Seite geleitet. Im Luftspalt ist die Strömungsgeschwindigkeit hoch und es wird ein guter Wärmeübergang vom Rotor- und vom Statorblechpaket in die Kühlluft erreicht. B-seitig wird die Luft durch vier Anschlüsse vom Motor abgeführt.

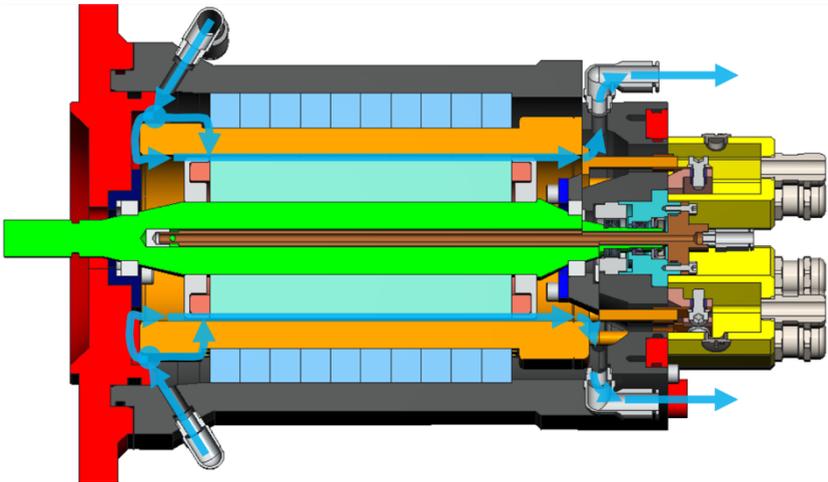


Abbildung 7.8: Luftführung der Innenbelüftung. Umströmen der Wickelköpfe A-seitig, Weg durch den Luftspalt und Ausleitung B-seitig.

In der Arbeit [S4] untersucht Duval die Strömungsverhältnisse und den Wärmeübergang der Innenbelüftung. Mit numerischen Strömungsberechnungen (Computational Fluid Dynamik, CFD) wird der Strömungswiderstand für das Umströmen der Wickelköpfe und der Strömungswiderstand durch den Luftspalt berechnet. Im Luftspalt wird die Nutzung der Statorbohrung und die Rotation des Rotors berücksichtigt. Anhand des Wärmeübergangs wird die Luftmenge so berechnet, dass im Dauerbetrieb 600 W Verlustleistung aus dem Rotor abgeführt werden. Die Strömungsberechnung ergibt den erforderlichen Druck, den die Pumpe aufbringen muss. Abbildung 7.9 zeigt zwei Grafiken aus der Arbeit, in denen die Stromlinien im Wickelkopfraum und im Luftspalt dargestellt sind. Im Wickelkopfraum verteilt sich die Luft im Ringkanal oberhalb der Wickelköpfe. Sie wird an den Wickelköpfen vorbei in den Stirnraum axial des Rotorpakets gedrückt und strömt mit einer Fließgeschwindigkeit von etwa 30 m/s in den Luftspalt. Im Luftspalt folgt die Luftströmung der Rotation des Rotors und fließt spiralförmig zum B-seitigen Wickelkopfraum. Durch die Überlagerung der Luftgeschwindigkeit in axiale Richtung und in Umfangsrichtung werden am Ausgang des Luftspalts 70 m/s Strömungsgeschwindigkeit erreicht.

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

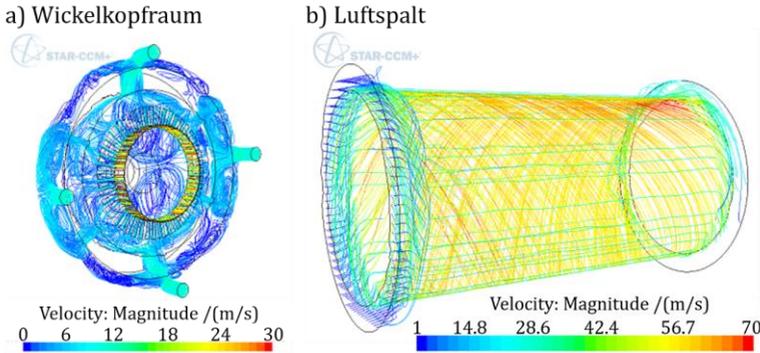


Abbildung 7.9: CFD Berechnung der Strömungen im Wickelkopfraum und im Luftspalt aus [S4]. Farbskala Strömungsgeschwindigkeit.

Für die thermische Berechnung wird eine Oberflächentemperatur des Rotors von 180 °C und eine maximale Temperatur am Luftereinlass von 40 °C angenommen. Die geforderte Kühlleistung von 600 W wird mit $\dot{V} = 280$ l/min Durchflussmenge erreicht. Die Erwärmung des Luftstroms auf dem Weg durch den Luftspalt wird berücksichtigt.

Der Lüfter muss in der Lage sein, mindestens 8000 Pa (0,08 bar) Druck zu erzeugen, damit die Luftmenge durch den Motor gefördert werden kann. Der benötigte Druck und die Luftmenge werden von einem Miniatur- Radialgebläse der Firma Micronel erreicht. Das Gebläse wird auf einer Trägerplatte montiert. Die Luft wird in einem Verteiler in vier

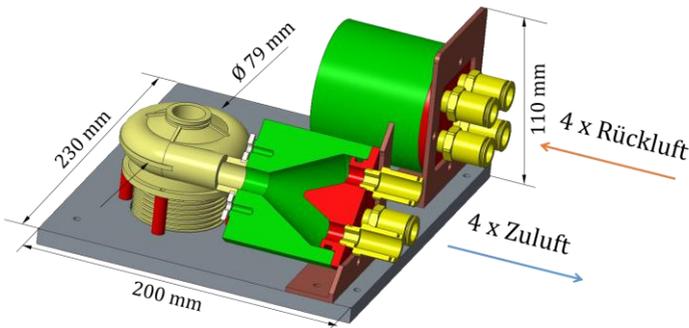


Abbildung 7.10: Belüftungseinheit für die Innenbelüftung.

Kunststoffleitungen geleitet. Die Leitungen werden an die Maschine geführt und können wahlweise einzeln an der A-Seite oder an der B-Seite angeschlossen werden. So ist es möglich, die Luft wie zuvor dargestellt axial durch den Luftspalt zu leiten, oder die Luft A- und B-seitig aufzuteilen und beide Wickelköpfe zu kühlen. Abbildung 7.10 zeigt die Konstruktion des Lüftungsgeräts. Die maximale aufgenommene elektrische Leistung des Gebläses ist $P_{el} = 230 \text{ W}$.

7.5 Konstruktion des Rotors

Dieser Abschnitt beschreibt Maßnahmen die getroffen werden müssen, damit die angestrebte Maximaldrehzahl von 30.000 min^{-1} erreicht werden kann. Es wird sich zeigen, dass die Endringe mit einer zusätzlichen Kappe gehalten werden müssen, um auch bei Überdrehzahl im Schleuderversuch zu bestehen. Die Stäbe müssen in der Nut durch zusätzliche Formschlüsse gehalten werden, damit die Nutstege nicht über die Festigkeitsgrenze des Materials belastet werden. Der Rotor wird für eine wirtschaftliche Serienfertigung im Kupferdruckgussverfahren hergestellt. Andere bekannte Herstellungsverfahren mit gesteckten Kupferstäben und geschweißten oder gelöteten Endringen sind schlechter automatisierbar. Die Vielzahl von Verbindungsstellen birgt das Risiko von fehlerhaften Verbindungen, die unter Umständen erst nach vielen Betriebsstunden auftreten können. Im Druckgussverfahren ist es möglich, elektrisch sehr hochwertiges Elektrolysekupfer mit hohem elektrischen Leitwert zu verwenden. Der Nachteil von reinem Kupfer ist die geringe mechanische Festigkeit mit geringem E-Modul und niedriger $R_{p0,2}$ -Dehngrenze (Abbildung 3.20, S. 50). Die hohe Dichte trägt dazu bei, dass ein Kupfering bei sehr viel geringerer Grenzdrehzahl durch die Zentrifugalkräfte zerstört wird als ein vergleichbarer Stahlring. Der Durchmesser des Rotors ist nach der elektromagnetischen Auslegung $88,9 \text{ mm}$. Bei 30.000 min^{-1} ist die Umfangsgeschwindigkeit an der Oberfläche rund 140 m/s .

7.5.1 Festigkeit der Endringe und der Nutstege

Abschnitt 3.6 beschreibt zwei die beiden Belastungsfälle

Für die hier beschriebene Festigkeitsrechnung werden jeweils zwei Belastungsfälle untersucht. Abschnitt 3.5 beschreibt die betrachteten Betriebspunkte ‚Schleuderversuch‘ und ‚Betrieb bei Maximaldrehzahl mit Temperaturgradient‘. Die für die Berechnung genutzten Materialdaten werden dort ebenfalls beschrieben.

Variation der Endringgeometrie ohne zusätzliche Verstärkung

Ausgehend von einer trapezförmigen Endringgeometrie mit beinahe quadratischem Querschnitt werden weitere Formen untersucht, deren Schwerpunkt näher am Blechpaket liegt und weiter radial nach innen verschoben ist. Der Querschnitt aller Varianten ist 100 mm^2 . Mit der Verschiebung des Schwerpunkts wird eine ausreichende Festigkeit für den Betrieb erreicht. Oberhalb der Betriebsdrehzahl bis zur Schleuderdrehzahl kann aber nicht sichergestellt werden, dass keine plastische Verformung auftritt. Abbildung 7.11 stellt die untersuchten Varianten einander gegenüber. Zu sehen sind jeweils die Enden der Rotorpakete und der Stäbe, sowie die Endringe als axiale Schnitte. Die Lage der Schwerpunkte ist markiert und das nebenstehende Diagramm zeigt die Positionen der Schwerpunkte, gemessen vom Ende der Blechpakete auf der Welle. Der untere Teil der Abbildung zeigt die Von-Mises-Vergleichsspannung im Rotorstab, im Endring und im Blechpaket als Farbskala. Die Verformung ist zur besseren Darstellung um den Faktor 3 verstärkt dargestellt. Die Fliehkraft verformt die Endringe bei maximaler Schleuderdrehzahl nach außen. Die Unterkanten der Endringe sind mit einem schwarzen Punkt markiert. Sie werden in axiale Richtung vom Blechpaket weggezogen. Der Abstand ist mit einem Pfeil markiert

Die radiale Verschiebung des Schwerpunkts und die axiale Verschiebung der Unterkante des Endrings sind messbare Indikatoren für die Verformung. Abbildung 7.12 stellt beide Werte als Funktion der Drehzahl

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

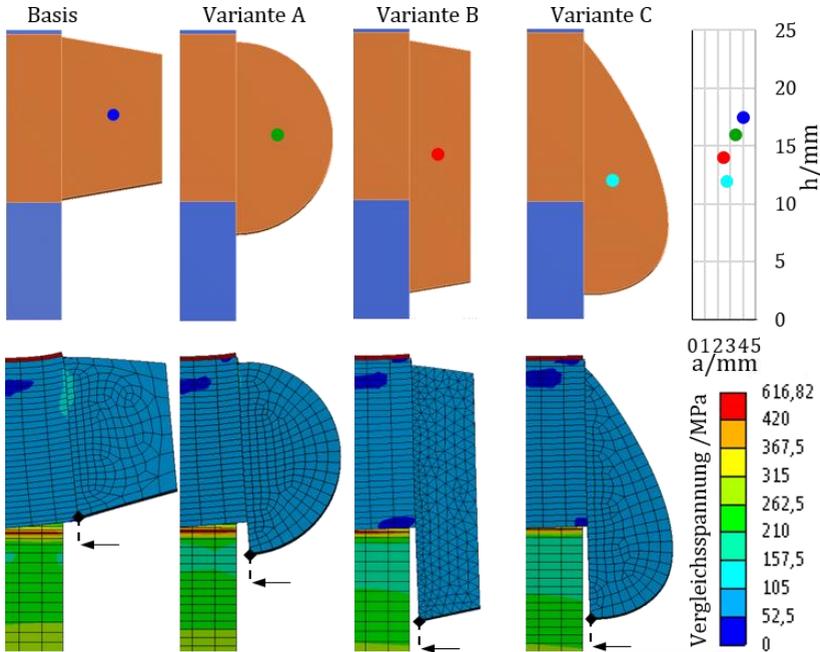


Abbildung 7.11: Endringvarianten ohne Hülse mit Lage des Schwerpunkts.
 unten: Schleudertest, $n = 36.000 \text{ min}^{-1}$, Verformung 3-fach
 überhöht dargestellt. Farbskala Von-Mises-Vergleichsspannung.

dar. Bei der Basis-Geometrie tritt schon im Betrieb unterhalb von 30.000 min^{-1} eine sprunghafte Verschiebung auf, die darauf hindeutet, dass sich das Material plastisch verformt. Die Änderungen der Geometrie verschieben den Schwerpunkt näher zur Rotationsachse und axial näher an das Blechpaket. Damit wird die Grenzdrehzahl, bei der ein sprunghafter Anstieg der Verschiebung zu sehen ist, angehoben. Die tropfenförmige Variante C erreicht das beste Ergebnis, die Grenzdrehzahl bleibt jedoch unterhalb 33.000 min^{-1} . Wegen des tief nach innen gezogenen Endrings ist es bei der Geometrie nicht möglich, das Aktivteil zu wuchten, ohne Material von den Endringen wegzunehmen (vgl. Abschnitt 7.6).

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

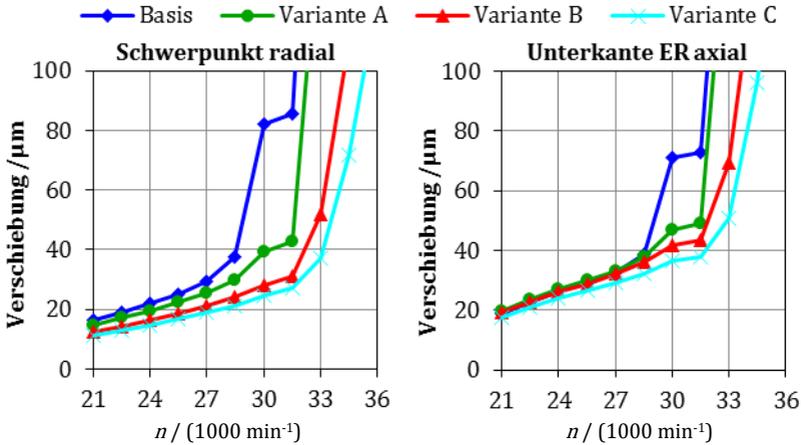


Abbildung 7.12: Radiale Verschiebung des Schwerpunkts und axiale Verschiebung der unteren Kante des Endrings der Varianten ohne Bandage.

Variation der Endringgeometrie mit Bandage

Wegen der hohen Drehzahl, die mit dem Antrieb erreicht werden soll, müssen die Endringe verstärkt werden. Ausgehend von der Basisgeometrie werden verschiedene Varianten von Endring- und Bandagegeometrien untersucht. Eine Auswahl ist in Abbildung 7.13 gezeigt. Die ringförmigen Bandagen können nicht verhindern, dass sich die Kupfermasse nach außen aufweitet. Bei beiden gezeigten Varianten, D und E, verschiebt sich der Schwerpunkt des Endrings oberhalb von 31.500 min^{-1} überproportional mit steigender Drehzahl radial nach außen. Gleichzeitig bewegen sich die Unterkanten der Endringe axial vom Blechpaket weg (Abbildung 7.14). Als beste Lösung wurde eine Endkappe gefunden, die den Endring komplett umschließt, hier mit Variante F bezeichnet. Die Endkappe hat gegenüber den einfachen Ringen eine höhere Steifigkeit. Dadurch nimmt sie die auf den Endring wirkenden Radialkräfte auf und verhindert, dass sich der Endring aufweiten kann. Zusätzlich wird verhindert, dass sich das Kupfer axial verformt. Die Endkappe wird aus nicht-magnetischem Stahl gefertigt, damit Zusatzverluste durch Streufelder der Stator-Wickelköpfe vermieden werden.

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

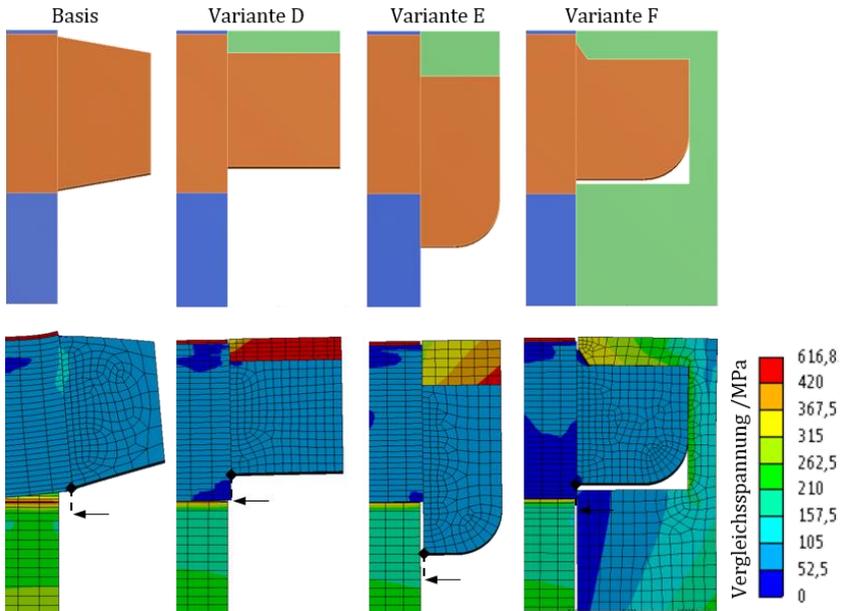


Abbildung 7.13: Endringvarianten mit Bandagierung. Unten: Schleudertest, 36.000 min^{-1} , Verformung 3x überhöht dargestellt. Farbskala der Von-Mises-Vergleichsspannung

Später wird gezeigt, dass der innere Teil der Endkappe dazu geeignet ist, den Rotor zu wuchten, ohne das Aktivmaterial zu beeinträchtigen (Abschnitt 7.6).

Die Endkappe verhindert wirksam, dass die Endringe durch die Zentrifugalkräfte bei hoher Drehzahl zerstört werden. An den Nutstegen und im Nutgrund treten auch in der Mitte des Blechpakets hohe Spannungen auf, die nicht durch die Endkappe verhindert werden können. Es müssen zusätzliche Maßnahmen getroffen werden, die in den folgenden Abschnitten vorgestellt werden.

Formschlüssige Verbindung der Stäbe mit den Zahnflanken

Der thermische Ausdehnungskoeffizient von Kupfer ist um etwa 50 % größer als der von Stahl. Das führt im Rotor zu zwei Mechanismen, die

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

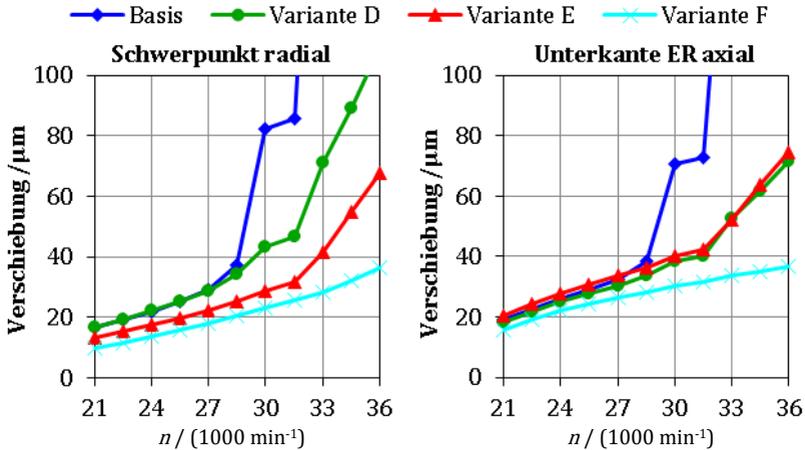


Abbildung 7.14: Radiale Verschiebung des Schwerpunkts und axiale Verschiebung der unteren Kante des Endrings der Varianten mit Bandage.

zusätzlich zur Belastung des Blechpakets führen. Erstens weitet sich der Durchmesser des Endrings mehr auf, als der Durchmesser des Blechpakets. Die Stäbe sind fest mit dem Endring verbunden und werden von ihm nach außen gezogen. Sie drücken am Ende des Blechpakets innen gegen die Nutstege und führen zu unzulässigen Spannungen (Abbildung 7.15, links). In den gezeigten Grafiken ist der obere Teil eines Rotorzahns mit Nutsteg abgebildet. Der Rotorkäfig ist ausgeblendet. Durch die Endkappe wird der Druck reduziert. Der Druck wird weiter vermindert, wenn die Endkappe auf den Endring aufgeschraubt wird und ihn negativ vorspannt (Abbildung 7.15).

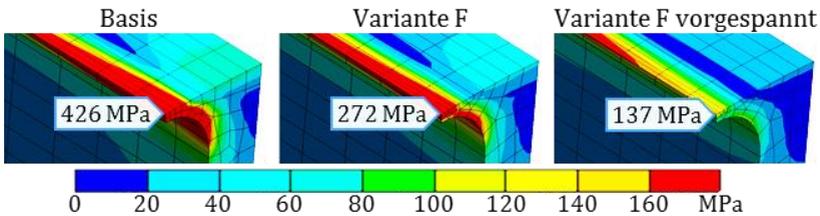


Abbildung 7.15: Von-Mises-Vergleichsspannung im Blechpaket nach Erwärmen des Rotors auf 150 °C (Stillstand). Detail Nutsteg; Rotorstab, Endring und Endkappe sind ausgeblendet.

Der zweite Mechanismus wirkt auf die gesamte Länge des Blechpakets. Die Stäbe des Käfigs dehnen sich stärker aus als die Nuten, in denen sie eingefasst sind. Dadurch werden die Nutstege auf der ganzen Länge des Blechpakets vorgespannt. Bei Rotation drückt die Masse der Stäbe zusätzlich gegen die Nutstege, sodass die zulässige Dehngrenze des Blechs überschritten wird. In der FEA wird untersucht, wie sich die Belastung der Nutstege durch die Verbindung zwischen Stab und Zahn beeinflussen lässt. Es stellt sich heraus, dass die Spannungen in den Nutstegen im zulässigen Bereich bleiben, wenn die Analyse mit idealer Verbindung zwischen Blechpaket und Käfig ausgeführt wird. Bei guter Verbindung zwischen Stäben und Paket wird die Masse der Stäbe an den Zahnflanken gehalten und die Zentrifugalkräfte werden vom Rotorzahn aufgenommen. Bei fehlender Verbindung zwischen Kupfer und Blechpaket bewegt sich der Stab radial nach außen und die Kraft muss von den Nutstegen aufgenommen werden. Weil eine feste Verbindung zwischen Stab und Zahn nicht sichergestellt werden kann, wird untersucht, ob die Stäbe durch kleine Formschlüsse an den Flanken der Nut gehalten werden können. Als Formschlüsse werden im Blechschnitt kleine Nasen an den Innenseiten der Nuten angebracht, wie in Abbildung 7.16 dargestellt.

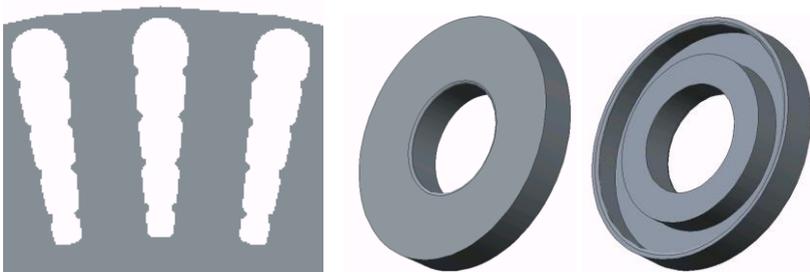


Abbildung 7.16: Rotornuten mit Formschlüssen zum Halten der Rotorstäbe und Endkappen zum Bandagieren der Endringe.

Für den Schleuderversuch zeigt Abbildung 7.17, dass die getroffenen Maßnahmen wirksam sind. Das linke Bild zeigt die Spannungen ohne weitere Verstärkung. Der Bereich des Blechpakets in der Nähe der Endringe wird zusätzlich durch die Masse der Endringe belastet. Die maximale Zugspannung ist 490 MPa, es tritt eine plastische Verformung

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

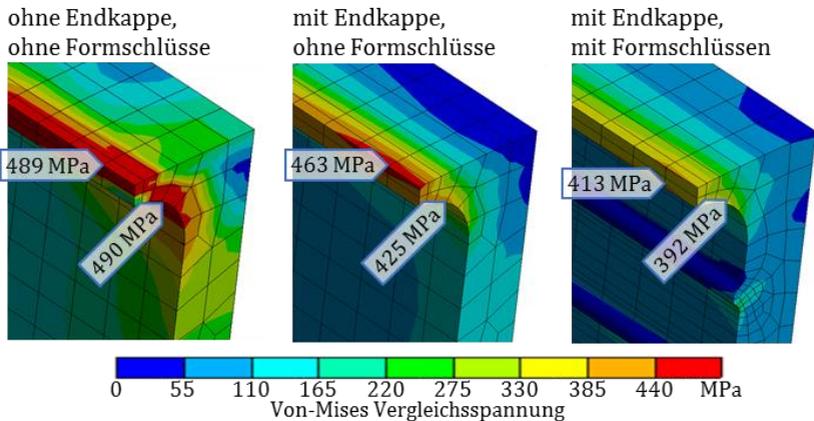


Abbildung 7.17: Verminderung der Von-Mises-Spannungen im Bereich der Nutstege im Schleuderversuch mit 36.000 min^{-1} (Käfig und Endkappe ausgeblendet)

ein und im gesamten Nutkopf treten hohe Spannungen auf. Im mittleren Bild nimmt die Endkappe (im Bild ausgeblendet) einen Teil der Kräfte auf und reduziert die Zugspannungen. An der Rundung ist die Spannung um 13 % geringer als zuvor und übersteigt nicht mehr die Dehngrenze des Materials. Im rechten Bild halten die die Formschlüsse die Stäbe auf der ganzen Paketlänge und reduzieren die Spannungen um 20 % gegenüber dem ursprünglichen Wert. Die Spannungen bleiben im gesamten Nutsteg unterhalb der garantierten $R_{P0,2}$ -Grenze des Materials.

Außer dem Schleudertest wird der Betrieb der Maschine bei Maximaldrehzahl überprüft. Der zusätzliche Temperatureinfluss wird nach der in Abschnitt 3.5.2 beschriebene Methode berücksichtigt. Die Belastung des Blechpakets ist dabei wegen der thermischen Spannungen trotz der geringeren Drehzahl ähnlich hoch wie im Schleudertest. In der Simulation können auch bei dieser Worst-Case-Abschätzung die Spannungen im Blechpaket durch die Endkappen auf den Endringen und durch die Formschlüsse in der Nut reduziert werden (Abbildung 7.18). Die Farbskala der Von-Mises-Spannungen zeigt, dass die Ausbeulungen einen Teil der Kräfte aufnehmen und dass die Spannung in den Nutstegen

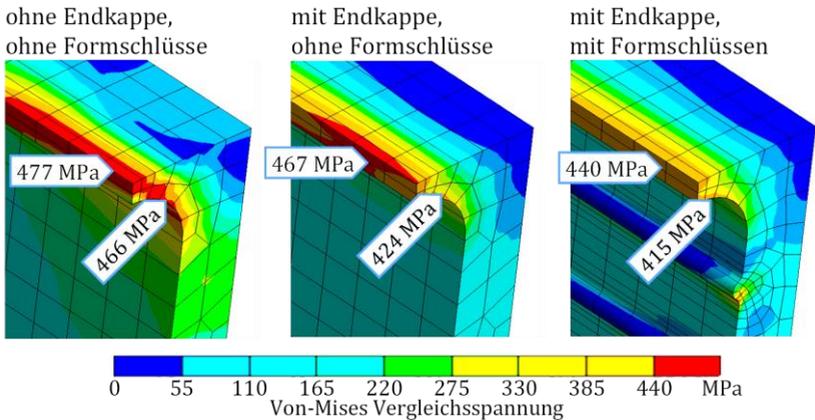


Abbildung 7.18: Von-Mises-Spannungen im Bereich der Nutstege bei Betrieb der Maschine mit 30.000 min^{-1} und Temperaturgradient der Bauteile (Käfig ausgeblendet).

so weit vermindert wird, dass der lineare Abschnitt der Blechkennlinie nicht verlassen wird.

7.5.2 Welle – Nabe – Verbindung

Dieser Abschnitt gibt zunächst ein Überblick über den Stand der Technik von Welle-Nabe-Verbindungen (WNV). Für tiefer greifende Einblicke sei auf die Literatur verwiesen. Anschließend wird die WNV analytisch nach der geltenden Norm ausgelegt und es wird durch Finite Elemente Berechnungen gezeigt, dass die Auslegung nicht ausreichend ist, wenn Temperaturgradienten zwischen den Bauteilen und zusätzliche Massen auftreten. Damit sichergestellt ist, dass die Einzelteile des Rotors montiert werden können, werden die Fügeprozesse in FEA nachgebildet. Daraus werden die notwendigen Füge Temperaturen ermittelt und es wird sichergestellt, dass beim Aufschrupfen keine unzulässigen Spannungen auftreten.

Das Drehmoment der elektrischen Maschine wird durch elektromagnetischen Energieumsatz im Luftspalt erzeugt. Über das Rotorpaket wird das Drehmoment über die WNV an die Welle übertragen. Die WNV hat die

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

Aufgabe, unter allen Betriebsbedingungen das Drehmoment sicher zu übertragen und das Rotorpaket an seiner definierten Position zu halten. Einflussfaktoren für die Verbindung sind Drehzahl, Temperatur und Umwelteinflüsse wie Rost, Alterung und Schmierstoffe. Bei Hochdrehzahl-Antrieben muss die WNV besonders sorgfältig ausgelegt werden. Bei Asynchronmaschinen ergeben sich zusätzliche Anforderungen durch die Masse der Rotorstäbe und durch die Erwärmung des Käfigs und der damit verbundenen thermischen Ausdehnung.

Arten von Welle-Nabe-Verbindungen

Nach [128] werden WNV nach Art der Kraftübertragung in Reib-, Form- oder stoffschlüssige Verbindungen unterteilt. Wenn die Kraftübertragung über Zwischenglieder, z. B. konische Spannsätze oder Passfedern, erfolgt, wird von einer mittelbaren Verbindung gesprochen. Als stoffschlüssige Verbindung ist bei elektrischen Maschinen denkbar, das Blechpaket auf die Welle zukleben.

Einfache formschlüssige Verbindungen werden durch Stifte oder Federn hergestellt. Für höherwertige Verbindungen kommen Zahnwellen, Keilwellen oder Polygonwellen zum Einsatz. Für sehr hohe Anforderungen können die Spannungen an der Welle mit komplexen Trochoiden minimiert werden [129]. Der Fertigungsaufwand steigt jedoch entsprechend.

Reibschlüssige Verbindungen sind kostengünstig herzustellen und werden in der Serienfertigung häufig als Längspressverband ausgeführt. Das Rotorpaket wird dabei ohne Erwärmung auf die Welle gepresst. Die Zuverlässigkeit der Verbindung ist sehr von den Fertigungstoleranzen abhängig. Bei Industriemotoren, die am starren Netz anlaufen, führen hohe Beschleunigungswerte zu Belastungen, die den Normalbetrieb um das mehrfache übersteigen. Dadurch kann es beim Anlauf der Maschine im warmen Zustand zum Durchrutschen der Welle kommen. Das Durchrutschen wird durch ein großes Überdeckungsmaß verhindert. Die Fertigungstoleranzen, die bei der Serienfertigung entstehen, führen dazu,

dass die Verbindung unsicher ist. Wenn bei minimaler Überdeckung sichergestellt wird, dass die Welle, auch bei ungünstiger Lage der Abmaße, nicht durchrutscht, entsteht am anderen Extrem der Toleranzen ein sehr großes Überdeckungsmaß. Das erfordert einen sehr hohen Einpressdruck und es besteht die Gefahr, die Welle zu verbiegen und die Lamellen des Rotorpakets aufzufächern. Die Abhängigkeit von den Fertigungstoleranzen kann durch Rändeln der Welle vermindert werden. Der äußere Hülldurchmesser der Rändel ist stets größer als der maximale Nabendurchmesser. Die Spitzen der Rändel werden beim Einpressen der Welle verdrückt und liegen immer fest an der Nabe an. Bei gerändelter Welle kann jedoch nicht sichergestellt werden, dass das Paket gerade auf die Welle gedrückt wird. Bei schieferm Sitz des Pakets auf der Welle entsteht eine Unwucht. Für Hochdrehzahltriebe muss jede mögliche Unwucht vermieden werden. Außerdem wird durch eine Rändelung der Wärmeübergang vom Blechpaket in die Welle behindert und dadurch die Wirksamkeit einer Wellenkühlung verschlechtert.

Für einen Querpressverband wird entweder die Nabe durch Erhitzen aufgeweitet, oder die Welle wird durch Abkühlen geschrumpft. Die Fügepartner werden unter Temperaturdifferenz kraftfrei gefügt. Wie beim Längspressverband müssen die Fertigungstoleranzen eng gewählt werden, es besteht aber keine Gefahr, die Welle beim Einpressen zu verbiegen. Der Nachteil eines Querpressverbands ist, dass ein hoher Zeitaufwand zum Erhitzen und Abkühlen der Bauteile benötigt wird.

Berechnung und Auswahl der WNV

Für die Auswahl einer passenden WNV für die Prototypen wird analytisch berechnet, welches Übermaß für eine reibschlüssige Verbindung benötigt wird, um das geforderte Drehmoment zu übertragen. Außerdem wird berechnet, welches Übermaß benötigt wird, um das Abheben der Nabe von der Welle unter Einfluss der Fliehkraft zu verhindern. Die Berechnung wird nach DIN 7190 [130] durchgeführt. Der minimale Fugendruck zum Übertragen des Drehmoments ist vom Haftbeiwert der Stoffpaarung und von der Geometrie abhängig. Nach [130] Tabelle 4 ist der Haftbeiwert für

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

eine normale Stahl-Stahl-Paarung $\nu_{ru} = 0,14$. Mit den Geometriedaten der Maschinenauslegung wird der Fugendruck p_F für das zu übertragene Drehmoment M berechnet ([130] Gl. (1))

$$p_F = \frac{2M}{\pi \nu_{ru} D_F^2 l_{Fe}} = 2,57 \text{ MPa} \quad (7.2)$$

Aus dem Fugendruck werden mit dem Geometriefaktor $K = 2,64$ das wirksame bezogene Übermaß $\xi_{w,M}$ und das absolute Übermaß U_M berechnet.

$$\xi_{w,M} = 2,64 \frac{p_F}{E_A} = 3,46 \cdot 10^{-5} \quad (7.3)$$

$$U_M = \xi_{w,M} D_F = 1,38 \text{ } \mu\text{m} \text{ (bezogen auf den Durchmesser)}$$

In den besonderen Hinweisen der Norm wird eine Beziehung zwischen dem wirksamen relativen Übermaß und der Geschwindigkeit, ab der die Nabe von der Welle abhebt, gegeben ([130] Gl. (58))

$$\xi_{w,ab} = \frac{u_{ab}^2 (3 + \mu) \rho}{4E} \quad (7.4)$$

Mit der maximalen Umfangsgeschwindigkeit im Betrieb von $u = 140 \text{ m/s}$ ist ein wirksames Übermaß von $23,4 \text{ } \mu\text{m}$ nötig, für die Schleuderdrehzahl müssen $33,8 \text{ } \mu\text{m}$ vorgesehen werden. Das Übermaß ist 24-fach größer als das zum Übertragen des Drehmoments notwendige Übermaß. Die Zahlen verdeutlichen, dass die WNV bei Hochdrehzahlantrieben darauf ausgelegt werden muss, dass die Nabe sich nicht von der Welle abhebt. Das zu übertragende Drehmoment spielt nur eine untergeordnete Rolle und beeinflusst die Fertigungstechnologie nicht. Die Berechnungen in der Norm gelten nur für vereinfachte Bedingungen. Beim realen Rotor kommen weitere Belastungen durch die Zusatzmasse des Rotorkäfigs, durch unterschiedliche Wärmeausdehnungskoeffizienten der Materialien und durch Temperaturgradienten innerhalb der Baugruppe hinzu. Um die genauen Verhältnisse zu berücksichtigen, sind weitere Berechnungen nötig, was hier im Folgenden durch FEA gemacht wird.

In der FEA wird ein Segment des Rotors betrachtet. Bei Rotation hebt sich die Nabe von der Welle. Der entstehende Spalt ist das Maß für die minimale Überdeckung, mit der die Passung der WNV gefertigt werden muss, damit das Paket im Betrieb nicht von der Welle abheben kann (Abbildung 7.19).

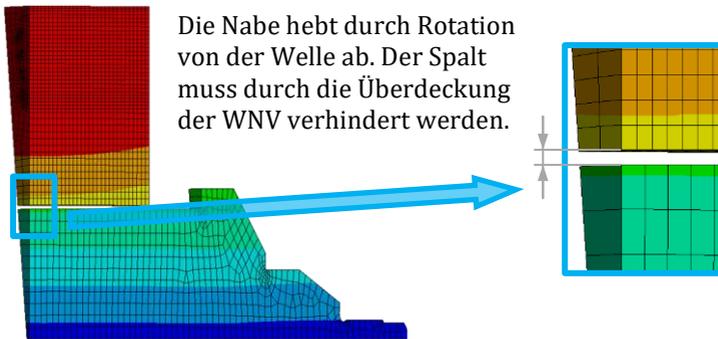


Abbildung 7.19: FEA-Geometrie zur Berechnung der Überdeckung der WNV. Der Spalt ist um Faktor 25 vergrößert dargestellt.

Als Referenzrechnung wird das Verhalten eines einfachen Vollzylinders mit der analytischen Berechnung nach DIN 7190 verglichen. Die Ergebnisse stimmen gut überein und bestätigen, dass das gewählte Verfahren angewendet werden kann (Abbildung 7.20). In weiteren Rechnungen wird untersucht, welchen Einfluss die zusätzliche Masse der Rotorstäbe und die thermische Ausdehnung im Betrieb haben. Die höhere Dichte des Kupfers gegenüber dem Vollzylinder erhöht die Fliehkraftbelastung des Blechpakets. Gleichzeitig fehlt im Bereich der Nuten der tangentielle Verbund zwischen Stäben und Zahnflanken, sodass die Steifigkeit gegenüber dem Vollzylinder verringert wird. Das führt im betrachteten Fall zu 60 % stärkerer Aufweitung der Nabe gegenüber der Welle im Vergleich zum Vollzylinder. Noch sehr viel größer ist der Einfluss der thermischen Ausdehnung, wenn ein Temperaturgradient zwischen dem Rotorkäfig und der Welle entsteht, so wie es in Abschnitt 3.5.2 beschrieben ist. Hier ist die Aufweitung im ungünstigsten Fall 2,4-fach größer gegenüber der vereinfachten Berechnung nach DIN 7190. Die Ergebnisse sind in Abbildung 7.20 veranschaulicht.

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

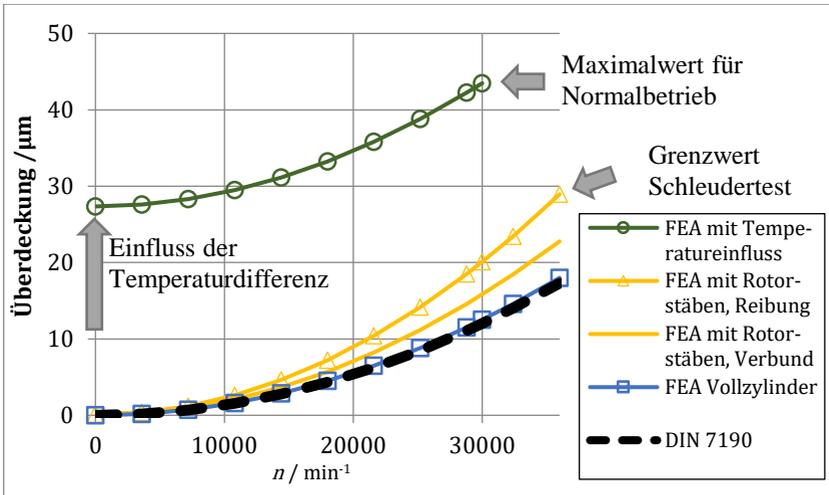


Abbildung 7.20: Aufweitung der Nabe gegenüber der Welle durch Rotation unter verschiedenen Randbedingungen

Als Ergebnis der Berechnungen wird die wirksame Überdeckung der WNV auf mindestens $44 \mu\text{m}$ (einseitig) festgelegt. Der daraus berechnete Fugendruck ist 173 MPa . Die Auswirkungen des hohen Fugendrucks auf das Blechpaket werden in den weiteren Untersuchungen betrachtet.

Einfluss von Einkerbungen an der Welle-Nabe-Verbindung

Vor dem Gießen des Rotorkäfigs werden die Rotorbleche auf einen Gießdorn aufgefädelt. Am Innendurchmesser der Bleche ist eine Paketiernut eingebracht, die an einer Feder auf dem Gießdorn ausgerichtet wird, damit die Nuten des Käfigs zueinander ausgerichtet sind. Beim Fügen des Blechpakets auf die Welle entstehen an der Stelle der Paketiernuten durch den hohen Fugendruck sehr hohe Spannungsüberhöhungen. Die beiden linken Bilder in Abbildung 7.21 zeigen die Druckverteilung im Rotorpaket nach dem Fügen. Mit glatter Welle und Nabe (oben) ist der Druck gleichmäßig am Umfang verteilt. Durch die Paketiernut oder eine formschlüssige WNV entsteht an der Kante der Nut eine Drucküberhöhung. Im Nutgrund der Paketiernut entsteht eine

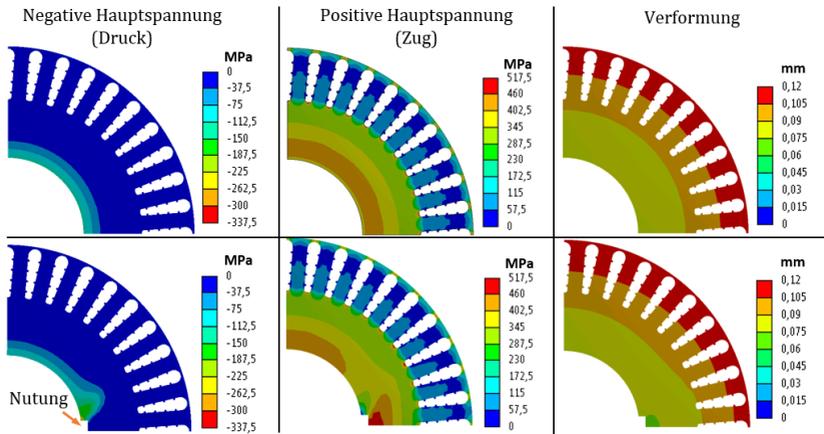


Abbildung 7.21: Einfluss einer Passfedernut auf die Welle-Nabe-Verbindung

Zugspannung, die die Streckgrenze des Blechmaterials übersteigen kann (Abbildung 7.21 Mitte). Die ungleiche Spannungsverteilung verformt das Blechpaket zu einem Oval, was zu einer zusätzlichen Unwucht führt. Wenn das Rotorpaket nach dem Fügen überdreht wird, entstehen ungleichmäßig starke Nutstege.

Einfluss des Fugendrucks an der Welle auf die Rotornuten

Der Fugendruck setzt sich als tangentielle Zugspannung im Blechpaket nach außen fort. Am Grund der Nuten des Rotorkäfigs kann die Spannung nicht mehr gleichmäßig am Umfang verteilt werden und es entsteht eine Spannungsüberhöhung im Nutgrund. Die Form des Nutgrunds beeinflusst die Verteilung der Spannungen. Durch Abflachen des Nutgrunds kann die Spannung zu den Rändern der Nut verschoben werden und im günstigsten Fall gleichmäßig verteilt werden. Die kritische Spannungsspitze wird damit vermieden (Abbildung 7.22)

In diesem Abschnitt wurden Vor- und Nachteile gängiger WNV aufgeführt. Die notwendige Überdeckung für einen Pressverband wurde nach DIN 7190 unter Berücksichtigung der Drehzahl berechnet. Durch FEA wurde gezeigt, dass weitere Faktoren wie Temperaturgradienten

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

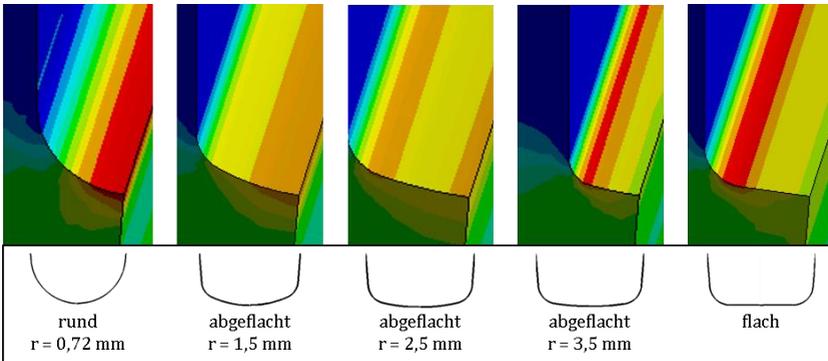


Abbildung 7.22: Spannungsverteilung im Nutgrund nach dem Fügen des Blechpakets auf die Welle, bei verschiedenen Nutgrundformen.

innerhalb der Baugruppe und die zusätzliche Masse der Kupferstäbe berücksichtigt werden müssen, um ein Abheben des Rotorpakets von der Welle im Betrieb zu verhindern. Es wurde gezeigt, dass die Nabe glatt, ohne Einkerbungen, ausgeführt sein muss, damit sie nicht durch Spannungsüberhöhung aufreißt und damit das Blechpaket nicht ungleich verformt wird. Ein zusätzlicher Formschluss ist nicht zulässig und ist wegen des geringen zu übertragenden Drehmoments nicht notwendig.

Aus den Untersuchungen folgt, dass für die Anwendung mit hoher Maximaldrehzahl und mit Wellenkühlung nur eine Welle-Nabe-Verbindung mit glatter Welle als Querpressverband in Frage kommt.

7.6 Wuchtung

In diesem Abschnitt werden die Randbedingungen für das Wuchten der Rotoren beschrieben und das entwickelte Wuchtverfahren vorgestellt. Die Endkappe, die in Abschnitt 7.5 zum Stützen der Endringe entworfen wurde, wird als alternative Möglichkeit zum Wuchten des Rotors vorgestellt. Nach Abschätzen der zu erwartenden Unwucht wird gezeigt, dass die Endkappe geeignet ist, die Unwucht auszugleichen.

7.6.1 Wuchtgüte

Die Wuchtgüte für Rotoren von elektrischen Maschinen ist in DIN ISO 1940-1 festgelegt. Für elektrische Maschinen mit mindestens 80 mm Nabenhöhe und Drehzahlen größer 950 min^{-1} gilt als Richtwert die Auswucht-Gütestufe G2,5. Anwendungsspezifisch kann die nächst höhere Stufe verwendet werden. Wegen der hohen Drehzahl wird für den Bau der Prototypen Wuchtgüte G1,0 festgelegt. Bei 9,5 kg Rotormasse und 30.000 min^{-1} maximaler Betriebsdrehzahl ist die maximal zulässige Restunwucht 4 gmm.

Die geforderte Wuchtgüte kann durch positives- oder negatives Wuchten erreicht werden. Beim positiven Wuchten werden z. B. Stahlscheiben auf Zapfen an den Endringen geschlagen, es werden Stahlkugeln in dafür vorgesehene Löcher im Rotorjoch eingebracht, oder spezieller Wuchtkitt an die Stirnseiten des Rotorpakets geklebt. Negatives Wuchten wird bei Elektromotoren durchgeführt, indem Löcher in das Aktivmaterial gebohrt oder gefräst werden.

Alle genannten Maßnahmen sind für die hohe Drehzahl nicht anwendbar, weil die mechanische Festigkeit geschwächt wird. Durch Bohren in das Aktivmaterial werden auch die elektrischen Eigenschaften der Maschine beeinträchtigt und es können lokale Wärmequellen mit der Gefahr von Überhitzungen entstehen.

7.6.2 Wuchten durch Bohrungen in der Endkappe

Bei den mechanischen Festigkeitsrechnungen in Abschnitt 7.5 ist der radial innen liegende Teil der Endkappen mechanisch nur sehr gering belastet (Abbildung 7.13). Deshalb soll hier geprüft werden, ob das verfügbare Volumen ausreicht, die geforderte Wuchtgüte zu erreichen. Für die Wuchtbohrungen ist in den Endkappen das Material unterhalb der Endringe nutzbar. Der Bereich liegt von $r = 21,5 \text{ mm}$ bis $r = 30,9 \text{ mm}$. Es werden 7,5 mm als Durchmesser für die Wuchtbohrung gewählt, damit ist der Abstand zu den Rändern jeweils knapp 1 mm. Der wirksame Radius

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

für die Wuchtbohrung beträgt 25,5 mm, die Tiefe der Endkappe ist 12,5 mm (Abbildung 7.23). Mit der Dichte des Materials kann die wirksame Unwucht pro Bohrtiefe U' berechnet werden.

$$U' = \pi \rho r_B^2 t_B r_W = 8,95 \frac{\text{gmm}}{\text{mm}} \quad (7.5)$$

Der Zulieferer des Kupferdruckgusses konnte gemessene Werte der Unwucht aus einem früheren Projekt angeben. Die Werte waren für zehn Exemplare einer ähnlichen Baugröße jeweils für Anguss- und Ablassseite gegeben. Die Werte streuen von 15 – 117 gmm auf der Angussseite und zwischen 43 und 146 gmm auf der Ablassseite mit zwei Ausreißern bis 274 gmm. Mit der nach Gleichung (7.5) berechneten Unwucht pro Bohrtiefe können mit Ausnahme der beiden Ausreißer alle erwarteten Unwuchten mit maximal zwei nebeneinander liegenden Bohrungen ausgeglichen werden. Die geforderte Genauigkeit in der Restunwucht wird erreicht, wenn die Genauigkeit der Bohrtiefe $\pm 0,45$ mm erreicht.

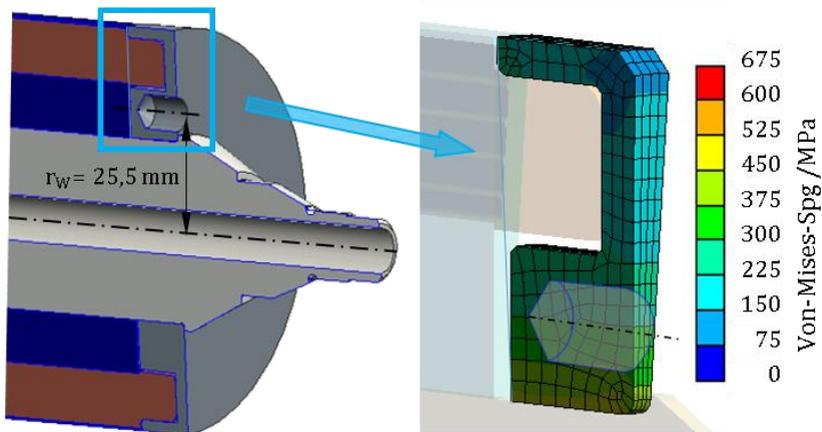


Abbildung 7.23: Wuchtbohrung in der Endkappe und mechanische Spannung im Wuchtbereich

Mit dieser Berechnung wurde das angedachte Wuchtzept für die Maschine validiert. Die in dieser Arbeit vorgestellte Endkappe ermöglicht den sicheren Betrieb der Maschine in allen Betriebszuständen und für die

nach geltenden Normen vorgeschriebenen Schleudertests. Zusätzlich wird aufgezeigt, dass es mit der Endkappe möglich ist, den Rotor in der vorgegebenen Wuchtgüte zu wuchten, ohne dass dabei die Aktivteile beeinträchtigt werden.

7.7 Aufbau der Prototypen

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden zwei baugleiche Prototypen aufgebaut, mit denen das vorausgesagte Verhalten der projektierten Maschine nachgewiesen werden soll. Die Fertigung der Bauteile und die Montage der Maschinen erfolgten in den Werkstätten und durch Beauftragung der Projektpartner Daimler AG und Robert Bosch GmbH. In diesem Abschnitt werden einige Besonderheiten der Konstruktion, die in den vorhergehenden Kapiteln erarbeitet wurden, anhand von Bildern veranschaulicht.

Rotor

Der Rotorkäfig wird im Kupferdruckgussverfahren in das Rotorpaket eingegossen. Die Endringe werden auf das Endmaß gedreht, bevor die Endkappen aufgeschumpft werden. Das unbearbeitete Rotorpaket ohne Welle und Endkappen ist in Abbildung 7.24 zu sehen. Die Paketiernut muss vor dem Fügen des Pakets auf die Welle entfernt werden. Wegen des engen Toleranzbereichs, der für den Querpressverband eingehalten werden muss (Abschnitt 7.5.2), wurde das Innenmaß im Drahterodierverfahren hergestellt.

Die Endkappe wird beim fertigen Rotor an der A-Seite stirnseitig geschwärzt. Damit wird die Messgenauigkeit des Infrarot-Temperatursensors erhöht, der für den Betrieb am Prüfstand im A-Lagerschild eingelassen wird. Der Innenring der Hochgenauigkeitslager wird mit einer Wellenmutter fixiert. Das Wellenende wird über eine Steckverzahnung mit der Drehmomentmesswelle verbunden (Abbildung 7.25, unten links). Die Steckverbindung verhindert, dass axiale Kräfte übertragen werden. Auf der B-Seite sind neben dem

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

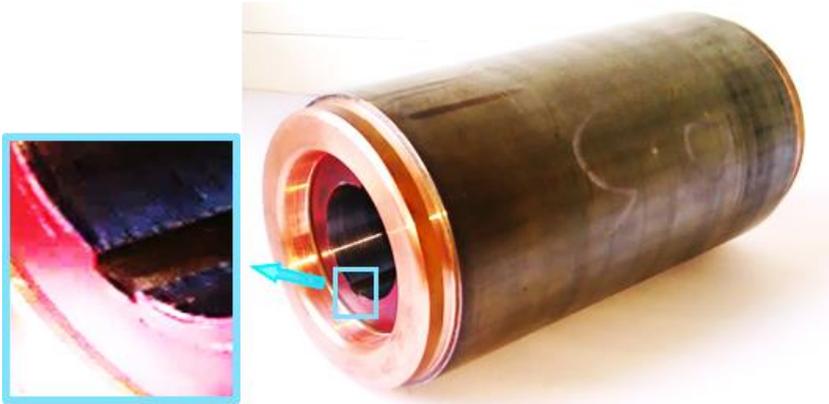


Abbildung 7.24: Rotorpaket mit gegossenem Kupferkäfig. Detailansicht der Paketiernut

Lagersitz der Resolver und die Dichtung der Wellenkühlung angeordnet (Abbildung 7.25, unten rechts).

Die Wellenmutter werden nach der Montage des Rotors von außen auf die Welle geschraubt. Der Außendurchmesser der Wellenmutter und des Montagewerkzeugs müssen kleiner als der Innendurchmesser der



Abbildung 7.25: Fertiger Rotor mit Steckverzahnung A-seitig und Bohrung für die Wellenkühlung B-Seitig

Lagerbuchse A-seitig und kleiner als der Außendurchmesser des Resolvers sein. Die Wellenmutter ist an den engen vorhandenen Bauraum zwischen Lager und Resolver angepasst. Für A- und B-Seite werden die gleichen Teile verwendet. Das B-Lager ist als Festlager im Topfboden des Gehäuses fixiert. Das A-Lager wird mit einer Wellenfeder axial vorgespannt und kann Änderungen der Länge des Rotors, die durch thermische Ausdehnung entstehen, ausgleichen.

Die feststehende Dichtung der Wellenkühlung zum Stator befindet sich auf dem Flansch der Kühllanze und dichtet auf die Innenfläche des Resolverhalters. Die Oberfläche der rotierenden Welle an den Dichtflächen erreicht bis zu 22 m/s Umfangsgeschwindigkeit. Mit einem zweistufigen Dichtkonzept werden der Resolver und die Lager gegen das Kühlmittel geschützt (Abbildung 7.26). Zwischen den beiden Wellendichtringen ist eine Drainagebohrung, durch die geringe Mengen Kühlmittel, die von der ersten Dichtstufe nicht zurückgehalten werden können, nach außen geleitet werden.



Abbildung 7.26: Kühllanze und Dichtelemente der Wellenkühlung

Stator

Das Gehäuse ist als Topfgehäuse ausgeführt. Der Topfboden nimmt das Festlager auf der B-Seite auf. Weil von zwei Spulengruppen alle Wicklungsenden aus der Maschine herausgeführt werden, sind große Aussparungen im Topfboden vorgesehen. Zwischen den Aussparungen

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

bleiben Stege, die zu massiven Rippen verstärkt werden, damit der Verlust an Steifigkeit kompensiert wird (Abbildung 7.27).

Die Kühlkanäle der Mantelkühlung verlaufen in axiale Richtung in der Gehäusewand. Das Kühlmittel wird durch Nuten, die in Umfangsrichtung an der Stirnseite des Gehäuses verlaufen, umgelenkt. Der Luftstrom der Innenbelüftung tritt durch jeweils vier Öffnungen auf Höhe der Wickelköpfe A- und B-seitig ein und aus.

Das Statorgehäuse wird im Ofen erwärmt und auf das kalte Statorpaket aufgeschrumpft. Die Wickelköpfe sind kompakt ausgeführt, bandagiert und getränkt. Die Ableitungen werden durch die Öffnungen im Topfboden der B-Seite an die Positionen der Klemmsteine geführt (Abbildung 7.28). Die Wicklungsenden müssen beim Fügen des Gehäuses an der richtigen Stelle positioniert sein, damit sie auf die Klemmsteine aufgelegt werden können. Jede Maschine ist mit elf Temperatursensoren ausgestattet, die an verschiedenen Positionen der Wicklung und des Blechpakets angebracht sind. Mit den Temperatursensoren wird bei den Dauerlaufversuchen die Wicklungstemperatur überwacht und so die Dauerleistung bestimmt.



Abbildung 7.27: Statorgehäuse mit Öffnungen für die Wicklungsenden im Topfboden, Kühlkanälen und Versteifungen

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

Die fertige Maschine wird auf einem Prüfstand des Elektrotechnischen Instituts aufgebaut. Der Prüfstand ist für dieses Projekt mit einem Getriebe ausgestattet, mit dem die Maximaldrehzahl 30.000 min^{-1} erreicht wird. Die Drehmomentmessung erfolgt direkt, ohne weiteres Zwischenlager, an der Motorwelle.

Die Innenbelüftung wird mit einer Pumpe des Typs Micronel U85MX über acht Schlauchleitungen realisiert. Damit können verschiedene Aufteilungen des Luftstroms auf A- und B-Seite realisiert werden.

Abbildung 7.29 zeigt die Gesamtansicht der fertigen Maschine am Prüfstand.



Abbildung 7.28: Statorpaket mit Wicklung im Gehäuse. Eingebautes Festlager im Topfboden. Mitte und rechts: Wicklungsenden mit Positionierung auf Klemmsteinen und eingebauter Resolver.



Abbildung 7.29: Fertig montierter Prototyp am Prüfstand mit Kühlmittelanschlüssen und Innenbelüftung.

7 Konstruktion und Fertigung der Prototypen

In den Kapiteln 2, 4 und 5 wurde aufgezeigt, wie die Leistungsdichte von Traktionsantrieben durch Erhöhen des Drehmoments und durch Erhöhen der Drehzahl gesteigert werden kann. Die Erkenntnisse sind unter Berücksichtigung des gesamten Antriebsstrangs in die Auslegung einer elektrischen Maschine eingeflossen. Mit dem Abschluss dieses Kapitels wurden zwei baugleiche Versuchsmaschinen für den Prüfstandsbetrieb entsprechend der Auslegung aufgebaut.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

Dieses Kapitel fasst die mit den Prototypen durchgeführten Messungen und die erzielten Ergebnisse zusammen. Die Ergebnisse werden den Berechnungen gegenübergestellt und diskutiert. Die Messungen umfassen Schleuderversuche der Rotoren, Leerlaufmessungen, teilweise mit abgekuppelter Maschine und Lastmessungen am Prüfstand. Als Lastmessungen wurden Kennfeldmessungen im Kurzzeitbetrieb und Dauerlaufmessungen zum Bestimmen der Dauerleistung durchgeführt. Mit den Kennfeldmessungen wurden die Flussverkettungen und Wirkungsgrade der Maschinen ermittelt. Dabei wurden die Maschinen mit der maximal möglichen Kühlung betrieben und es wurden Abkühlphasen zwischen den Messpunkten eingehalten, damit die Wicklungs- und Rotortemperaturen in einem engen Temperaturband gehalten werden konnten. Die Dauerlaufmessungen wurden mit verschiedenen Kühlungsoptionen durchgeführt. So wird die Wirksamkeit der Kühlungsvarianten miteinander verglichen.

8.1 Schleuderversuche

Die mechanische Festigkeit der Rotoren wird für einen sicheren Betrieb der Rotoren am Prüfstand nach IEC 60034-1 in Schleuderversuchen nachgewiesen. Zusätzlich wird in einem internen Dokument des Arbeitskreis 4.5 des Verbands Deutscher Automobilhersteller gefordert, dass eine Berstdrehzahl von mindestens 1,4-facher maximaler Betriebsdrehzahl erreicht werden muss. Soweit es mit der Prüfanordnung möglich ist, wird getestet, ob die Berstdrehzahl erreicht werden kann. Die Schleuderversuche werden bei einem externen Dienstleister durchgeführt. Die Prüfanordnung ist in Abbildung 8.2 und Abbildung 8.1 gezeigt. Die Rotoren werden wie bei der Simulation (Abschnitte 3.5.2 und 7.5) im Stillstand auf 150 °C erwärmt und dann in einer Behausung über einen Riemenantrieb auf die Prüfdrehzahl beschleunigt. Die Prüfdrehzahl

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

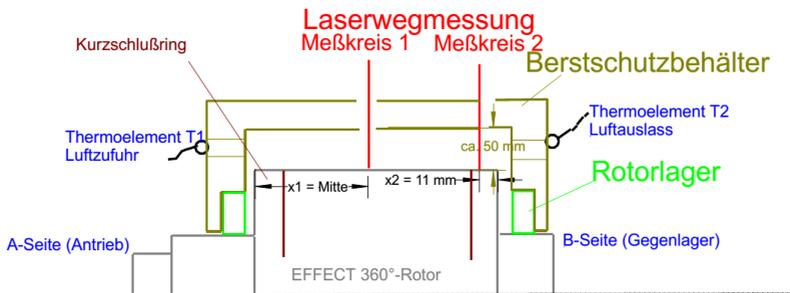


Abbildung 8.2: Messaufbau der Schleuderversuche



Abbildung 8.1: Berstschutz für Schleuderversuche mit Antriebsriemen und Durchgängen für die Laser-Wegmessung

wird 2 Minuten gehalten und dabei die dynamische Aufweitung mithilfe eines Laser-Wegmesssystems gemessen. Nach jeder Messung wird bei 1000 min^{-1} die verbleibende statische Aufweitung gemessen.

Für die Schleuderversuche wurden fünf zusätzliche Rotoren gefertigt. Durch einen Fehler in der Fertigung wurde dabei das Rotorpaket nicht auf das Fertigmaß für den Luftspalt gefertigt. Dadurch wurden die Schleuderversuche mit der doppelten Stärke der Nutstege gefertigt. Das Maß der Endkappen war davon nicht betroffen. In einer FEA wird geprüft, welchen Einfluss die Stärke des Nutstegs auf die Festigkeit hat. Die Analyse zeigt, dass bei dickem Nutsteg die Spannung besser über die Höhe des Nutstegs verteilt wird (Abbildung 8.3). Da die auftretende

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

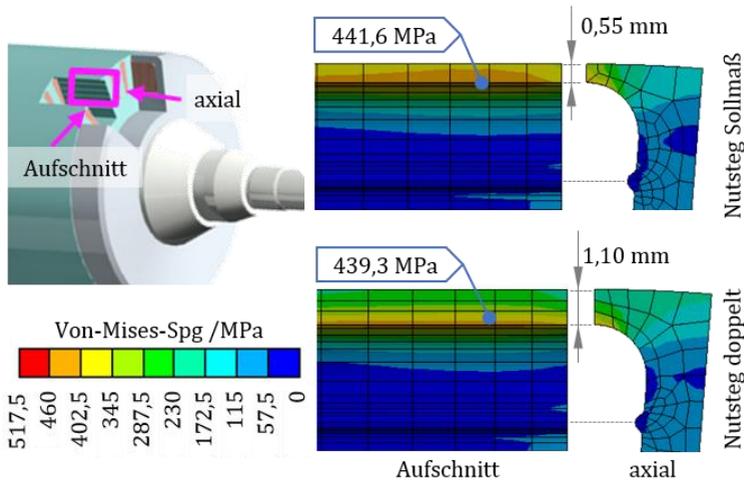


Abbildung 8.3: Vergleich der auftretenden Von-Mises-Spannung im Schleuderversuch mit normalem Nutsteg (0,55 mm) und mit verstärktem Nutsteg (1,10 mm)

Maximalspannung nur unwesentlich erhöht wird, haben die Schleuderversuche Gültigkeit für den Nachweis der Festigkeit.

Die Ergebnisse der Schleuderversuche sind in Abbildung 8.4 zusammengefasst. Mit dünnen gepunkteten Linien sind die Mittelwerte der statischen Aufweitung dargestellt. Im Betriebsbereich der Maschine bis 30.000 min^{-1} ist keine statische Verformung nachweisbar. Die maximale gemessene statische Aufweitung eines Rotors tritt an der Endkappe bei 36.000 min^{-1} auf und beträgt $30 \mu\text{m}$. Die statische Aufweitung kann in der FEA im elastischen Bereich nicht nachgebildet werden, da sie von inneren Reibungswerten abhängt, die im Einzelnen nicht bekannt sind. Die Mittelwerte der gemessenen dynamischen Aufweitung aller Rotoren sind für die beiden Messpunkte in der Mitte des Rotors und auf der Endkappe B-seitig gezeigt. Die Toleranzbalken zeigen, dass die Messwerte der einzelnen Rotoren in einem weiten Bereich streuen. Bei 25.000 min^{-1} tritt in der Paketmitte noch keine dynamische Verformung auf. Ab 29.000 min^{-1} ist der Mittelwert der Aufweigungen in der Paketmitte größer als die in der FEA berechnete Aufweitung. Im Bereich der

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

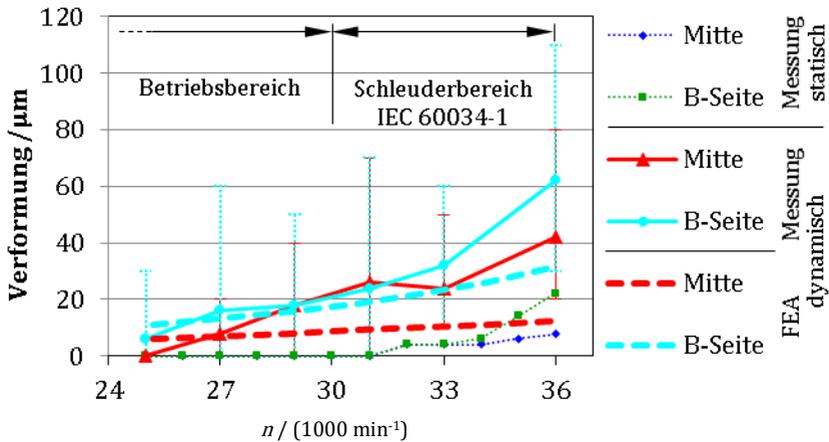


Abbildung 8.4: Gemessene Aufweitung der Rotoren im Schleudertest und Vergleich mit der FEA

Endkappen stimmt der Mittelwert der Aufweitungen bis 31.000 min^{-1} gut mit der FEA überein. Oberhalb der maximalen Betriebsdrehzahl steigen die gemessenen Werte stärker an als in der FEA.

Die genaue Ursache für die Abweichungen kann anhand der Messdaten nicht bestimmt werden. Die Messdaten geben als Hüllkurve immer die maximale Aufweitung einzelner Punkte auf dem Umfang an. Die Wuchtgüte der Rotoren hat sich durch die Schleuderversuche verschlechtert. Das weist darauf hin, dass die Materialverteilung und die Reibung zwischen den gefügten Bauteilen im Vergleich zur FEA inhomogen ist. Dadurch entstehen Unrundheiten, die als Aufweitung gemessen werden. Neben der ungleichen Verteilung der Reibwerte und des Materials, insbesondere des gegossenen Kupfers, führen auch Ungenauigkeiten der für die FEA angenommenen Materialdaten zu Abweichungen.

Die Rotoren sind in diesem Projekt nur für den Betrieb am Prüfstand vorgesehen. Für eine weitere Verwendung als Traktionsmotor in einem Testfahrzeug oder in der Serie sind weitere Untersuchungen der

Wuchtung, der Dauerfestigkeit und der Festigkeit unter Extrembedingungen notwendig, die über den Umfang dieses Projekts hinausgehen. Auf Basis der Messwerte wurde für die Rotoren eine uneingeschränkte Freigabe bis 25.000 min^{-1} erteilt. Höhere Drehzahlen bis 30.000 min^{-1} können mit zusätzlichen Sicherheitsmaßnahmen, wie Schwingungssensoren und geeigneten Schutzhauben angefahren werden.

Alle Rotoren wurden nach Erreichen von 36.000 min^{-1} weiter beschleunigt, um die Berstdrehzahl zu ermitteln. Als Ziel wurde 42.000 min^{-1} festgelegt. Den Test haben alle Rotoren ohne Zerstörung überstanden. Die maximale Drehzahl konnte nicht bei allen Rotoren erreicht werden, da am Prüfstand entweder der Antriebsriemen oder die Lager ausfielen. Die erreichten Drehzahlen und Ausfallursachen sind in Tabelle 11 zusammengefasst.

Tabelle 11: Erreichte Maximaldrehzahlen im Bersttest

Nr.	Erreichte Drehzahl	Faktor n_{\max}	Ausfallursache
1	41.300 min^{-1}	1,38	Antriebsriemen
2	44.000 min^{-1}	1,47	Antriebsriemen
3	40.000 min^{-1}	1,33	Lager
4	40.000 min^{-1}	1,33	Lager
5	42.000 min^{-1}	1,40	Lager

8.2 Bestimmung der Einzelverluste

Mit den Messungen der Maschine auf dem Maschinenprüfstand wird das Leistungsvermögen der Maschine überprüft. Dabei wird getestet, ob die geforderten Arbeitspunkte aus dem Lastenheft erreicht werden. Zusätzlich wird die Wirksamkeit der in den Kapiteln 4 und 5 herausgearbeiteten Maßnahmen zum Erhöhen der Dauerleistung nachgewiesen. Als weiteres Ergebnis soll die Korrelation der Berechnungsergebnisse mit den Messungen gezeigt werden. Dafür ist es notwendig, eine Trennung der Einzelverluste vorzunehmen.

8.2.1 Reib- und Luftverluste

Die mechanischen Verluste durch Lagerreibung und durch Luftverwirbelung können nach verschiedenen Verfahren ermittelt werden. Die Reib- und Luftverluste können direkt gemessen werden, wenn die Maschine ohne Erregung von der Lastmaschine angetrieben wird. Die Genauigkeit hängt dabei stark von der Genauigkeit der Drehmomentmesswelle ab. Da das erwartete Reibmoment sehr viel kleiner als das Nutzmoment der Maschine ist, ist die Messwelle nicht für den Messbereich der Reibverluste ausgelegt und ein sehr großer Messfehler zu erwarten. Eine andere Messwelle mit passendem Messbereich stand nicht zur Verfügung.

Nach IEC 60034-2 werden die Reib- und Luftverluste bestimmt, indem im Leerlauf der Maschine bei fester Frequenz die Klemmenspannung reduziert wird. Durch Extrapolation der gemessenen Verluste auf den Wert bei $U_{Ph} = 0 \text{ V}$ werden die mechanischen Verluste von den Eisenverlusten getrennt. Für die Messungen stand keine Spannungsquelle mit variabler Frequenz und Amplitude zur Verfügung. Es wurden Versuche am Frequenzumrichter durchgeführt. Dabei zeigte sich, dass die in Abschnitt 3.2 beschriebenen, durch die PWM hervorgerufenen Eisen- und Zusatzverluste einen großen Einfluss haben. Die durch die Taktung hervorgerufenen Verluste können nicht von den mechanischen Verlusten getrennt werden.

Durch einen Auslaufversuch kann das mechanische Verlustmoment sehr genau bestimmt werden, wenn das Massenträgheitsmoment des Rotors bekannt ist. Dabei wird die abgekuppelte Maschine ohne Erregung auslaufen gelassen. Während des Auslaufs wird die Drehzahl als Funktion der Zeit aufgezeichnet und daraus das Drehmoment bestimmt:

$$M_{\text{RbLuft}} = -J \frac{d\Omega}{dt} \quad (8.1)$$

Bei den aufgebauten Prototypen ist das Massenträgheitsmoment aus der Konstruktion genau bekannt. Für den Auslaufversuch wird die Maschine

abgekuppelt und am Frequenzumrichter vom Stromregler mit konstantem Magnetisierungsstrom gespeist. Durch Einprägen eines zusätzlichen drehmomentbildenden Stroms beschleunigt die Maschine, bis die Amplitude der Klemmenspannung den Wert der Zwischenkreisspannung erreicht. Die Zwischenkreisspannung wird erhöht, bis die Maximaldrehzahl der Maschine erreicht ist. Der Auslauf startet, sobald der Strom auf null geregelt und die Pulsfreigabe gelöscht wird. Bei der Auswertung kann durch Kontrolle der Klemmenspannung und des Stroms eindeutig festgestellt werden, wann das Feld in der Maschine abgebaut ist. Das ermittelte Reibmoment und die Verlustleistung werden über der Drehzahl interpoliert. Im Diagramm der gemessenen Verluste (Abbildung 8.5) ist eine Resonanz der Maschine bei $n = 22.000 \text{ min}^{-1}$ erkennbar. Durch die auftretenden Schwingungen wird die Rotationsenergie schneller abgebaut, wodurch die Reibverluste im Drehzahlbereich 21.000 min^{-1} bis 22.000 min^{-1} erhöht scheinen. Da die Resonanz bei Betrieb der Maschine nur sehr eng begrenzt um 22.000 min^{-1} auftritt, kann die Resonanzüberhöhung durch eine Interpolation ausgeglichen werden.

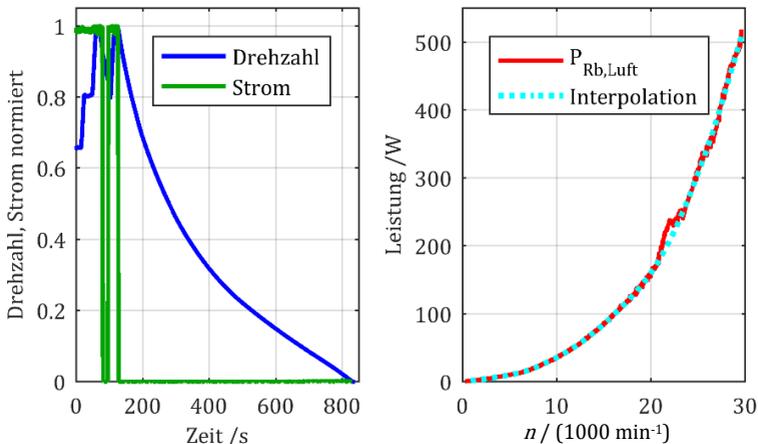


Abbildung 8.5: Auslaufversuch zum Bestimmen der mechanischen Verluste

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

Der Vergleich mit der Berechnung der Reib- und Luftverluste in Abschnitt 3.3 zeigt, dass die Berechnung mit großer Unsicherheit behaftet ist. Die vorausgesagten Verluste bei Maximaldrehzahl in Abbildung 3.11 (S. 34) nach den Berechnungsvorschriften aus [43] und [36] liegen um das 5-fache beziehungsweise um das 2-fache unter den gemessenen Werten. Die nach [44] berechneten Werte liegen um Faktor drei über den gemessenen Werten.

8.2.2 Eisen- und Oberwellenverluste im Leerlauf

Im Leerlauf entstehen in der Maschine Stromwärmeverluste in der Statorwicklung und Eisenverluste durch die Grundwelle im Statorblechpaket. Zusätzlich entstehen Oberwellenverluste durch Nutungs- und Sättigungsharmonische in den Blechen und im Läuferkäfig. Bei Umrichterspeisung treten außerdem höherfrequente Oberschwingungen durch die PWM-Taktung auf, die zu Wirbelstromverlusten in den Blechen und in den oberflächennahen Bereichen der Rotorstäbe führen. In Abschnitt 3.2 wurde das Verhalten in einer FEA untersucht. In der Untersuchung waren die Eisen- und andere Wirbelstromverluste im berechneten Arbeitspunkt, durch die PWM Speisung des Umrichters, um den Faktor 2,8 gegenüber Speisung mit sinusförmiger Stromeinprägung erhöht. Am Prüfstand wurde ein vergleichbarer Arbeitspunkt im Leerlauf eingestellt. Die Zeitverläufe der Phasenspannung und des Stroms geben den

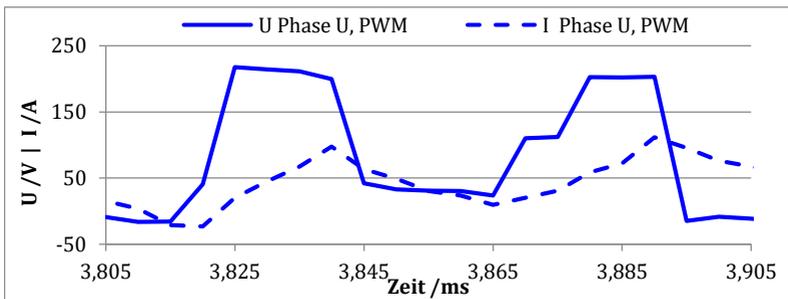


Abbildung 8.6: Spannung und Strom einer Phase am Frequenzumrichter über eine Taktperiode. Arbeitspunkt $I_a = 150$ A (Effektivwert), $U_{DC} = 350$ V, $f_{Takt} = 10$ kHz. Messung Samplerate $f_s = 200$ kS/s.

charakteristischen Verlauf der in der Simulation berechneten Signale sehr gut wieder (Vergleiche Abbildung 8.6 mit Abbildung 3.10, S. 31).

Einfluss der Umrichterspeisung auf die Stromüberschwingungen

Der Vergleich zwischen Verlusten mit sinusförmigem Stromverlauf und getakteter Spannungspeisung konnte messtechnisch nicht durchgeführt werden, da keine Leistungsquelle zur Verfügung stand, mit der ein sinusförmiger Stromverlauf variabler Frequenz eingepreßt werden kann. Stattdessen können die Taktfrequenz des Inverters und die Zwischenkreisspannung an den Prüfständen des ETI variabel eingestellt werden. In einer Messreihe wird der vorher betrachtete Arbeitspunkt, Leerlauf bei 12.000 min^{-1} , $f_1 = 400 \text{ Hz}$, $I_d = 150 \text{ A}$, mit verschiedenen Einspeisungen angesteuert. Drei Taktfrequenzen des Umrichters, $f_{\text{Takt}} = 10 \text{ kHz}$, $12,5 \text{ kHz}$ und 15 kHz , werden mit zwei Zwischenkreisspannungen kombiniert. Die Werte der Zwischenkreisspannung sind $U_{\text{DC}} = 350 \text{ V}$ und die auf die Grundschwingungsamplitude der Leiterspannung angepasste Spannung $U_{\text{DC}} = 170 \text{ V}$. Für alle Einstellungen wird der Stromverlauf mit Samplerate⁴ $f_s = 200 \text{ kS/s}$ aufgenommen. Durch eine Fourieranalyse wird von allen Strömen der Klirrfaktor k und der Wert der harmonischen Verzerrung, (Total Harmonic Distorsion, *THD*) bestimmt. Der Klirrfaktor bewertet die Summe der Effektivwerte der Oberschwingungen im Verhältnis zum Effektivwert des gesamten Signals.

$$k = \sqrt{\frac{\sum_{v=2}^{v=\infty} I_v^2}{\sum_{v=1}^{v=\infty} I_v^2}} \cdot 100 \% \quad (8.2)$$

Die *THD* bewertet die Quadrate der Oberschwingungen im Verhältnis zum Quadrat der Grundschwingung, entspricht also eher einem Verhältnis von Leistungen.

$$THD = \frac{\sum_{v=2}^{v=\infty} I_v^2}{I_1^2} \cdot 100 \% \quad (8.3)$$

⁴ Abtastrate des Leistungsmessers Yokogawa WT3000

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

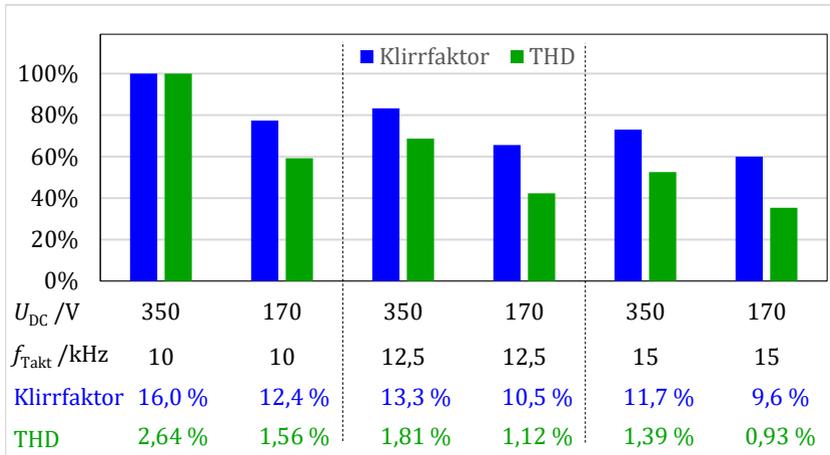


Abbildung 8.7: Klirrfaktor k und harmonische Verzerrung THD des Phasenstroms. Arbeitspunkt Leerlauf, $n = 12.000 \text{ min}^{-1}$, $I_d = 150 \text{ A}$. Variation der Zwischenkreisspannung und der Taktfrequenz. Diagramm: Werte bezogen auf $U_{DC} = 350 \text{ V}$, $f_{Takt} = 10 \text{ kHz}$. Tabelle: Absolutwerte nach Gl. (8.2, 8.3) aus der Fourieranalyse.

Die größten Oberschwingungsanteile wurden bei Speisung mit $U_{DC} = 350 \text{ V}$ und $f_{Takt} = 10 \text{ kHz}$ gemessen. Die geringsten Werte treten bei $U_{DC} = 170 \text{ V}$ und $f_{Takt} = 15 \text{ kHz}$ auf. Damit werden der Klirrfaktor auf 60 %, die THD auf 35 % der ursprünglichen Werte verbessert (Abbildung 8.7).

Abbildung 8.8 zeigt die Stromverläufe von drei der sechs untersuchten Arbeitspunkte im Zeit und im Frequenzbereich. In den Diagrammen ist die Verringerung des Oberwellengehalts deutlich sichtbar. Bei $U_{DC} = 350 \text{ V}$ und $f_{Takt} = 10 \text{ kHz}$ ist die Oberschwingung mit 2-facher Taktfrequenz dominant und bei 1-, 3-, 4-, 5-, 6- und 8-facher Taktfrequenz sind Oberwellenanteile erkennbar. Durch Anpassen der Zwischenkreisspannung auf $U_{DC} = 170 \text{ V}$ wird der Oberwellenanteil bei 2-facher Taktfrequenz auf 25 % des ursprünglichen Werts verringert. Der Oberschwingungsanteil bei Taktfrequenz tritt stärker hervor und ist um 50 % erhöht. Bei 3- und 4-facher Taktfrequenz sind noch geringe Oberschwingungsanteile erkennbar, höhere Anteile verschwinden. Mit Erhöhen der Taktfrequenz auf $f_{Takt} = 15 \text{ kHz}$ sind die Amplituden der

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

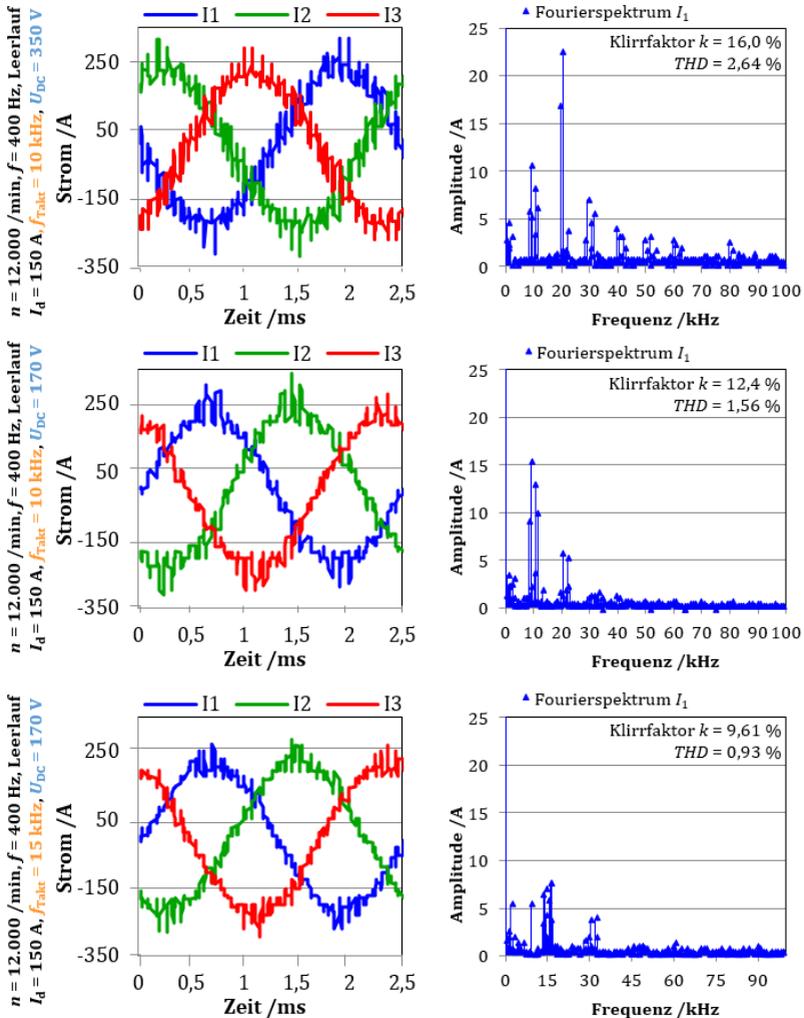


Abbildung 8.8: Leerlaufströme bei Variation der Zwischenkreisspannung und der Taktfrequenz im Zeitbereich und im Frequenzbereich.

Oberschwingungen bei Taktfrequenz auf etwa 70 % und die Amplituden bei 2-facher Taktfrequenz auf 20 % des ursprünglichen Werts reduziert. Anteile höherer Frequenzen sind praktisch nicht mehr auszumachen. Die

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

höhere Taktfrequenz führt bei gleicher Amplitude der Oberwelle zu höherer induzierter Spannung an einem betrachteten Ort im Eisenkreis oder in den Leitern. Die induzierte Spannung u_{ind} ist proportional zur zeitlichen Ableitung der Flussdichte, also proportional zur Amplitude und zur Kreisfrequenz.

$$u_{\text{ind}} = \oint_{\delta A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \iint_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} \sim I_v \cdot \omega_v \quad (8.4)$$

Durch die induzierte Spannung entstehen Wirbelströme und zusätzliche Verluste in den Blechen und Leitern. Die Verluste werden im folgenden Abschnitt näher betrachtet.

Einfluss der Zwischenkreisspannung auf die Leerlaufverluste

Der Einfluss der Zwischenkreisspannung auf die Leerlaufverluste wird durch Messreihen mit fester Taktfrequenz, $f_{\text{Takt}} = 15 \text{ kHz}$ bei veränderter Zwischenkreisspannung untersucht. Es werden Leerlaufmessungen durchgeführt und die Leerlaufverluste der Maschine abhängig von der Speisefrequenz und der Magnetisierung ermittelt. Die Lastmaschine gibt feste Drehzahlstufen vor. Der Frequenzumrichter prägt bei jeder Drehzahl Magnetisierungsströme variabler Amplitude ein. In einer Versuchsreihe ist die Zwischenkreisspannung bei allen Arbeitspunkten konstant $U_{\text{ZK}} = 350 \text{ V}$. In der zweiten Versuchsreihe wird die Zwischenkreisspannung bei jedem Arbeitspunkt so angepasst, dass sie der Amplitude der Klemmenspannung entspricht. Von der aufgenommenen elektrischen Leistung werden die Statorstromwärmeverluste unter Berücksichtigung der Wicklungstemperatur und die in 8.2.1 ermittelten mechanischen Verluste abgezogen. Die verbleibenden Verluste werden als Leerlauf Eisen- und Oberwellenverluste $P_{\text{LL,Fe,OW}}$ definiert.

$$P_{\text{LL,Fe,OW}} = P_{\text{el}} - 1,5 \cdot I_{\text{ph}}^2 \cdot R_{\text{LL}}(\vartheta) - P_{\text{Rb,Luft}} \quad (8.5)$$

Als Ergebnis wird aus jeder Messreihe ein Kennfeld der Leerlaufverluste ermittelt. Das Kennfeld wird für die Einzelverlustaufteilung durch eine Interpolationsfunktion in Matlab angenähert. Das linke Diagramm in

Abbildung 8.9 zeigt beide Verlustkennfelder als Funktion der Statorfrequenz und des Statorstroms. Der Statorstrom entspricht im Leerlauf in guter Näherung dem Magnetisierungsstrom. Im rechten Diagramm ist die Differenz der Kennfelder $P_{LL,Fe,OW}(U_{DC} = 350 \text{ V}) - P_{LL,Fe,OW}(U_{DC} \text{ variabel})$ aufgetragen. Die Differenz beträgt bis zu 1450 W. In dem zuvor bereits betrachteten Arbeitspunkt bei $n = 12.000 \text{ min}^{-1}$, $I_d = 150 \text{ A}$ ist die Verlustleistung durch Anpassen der Zwischenkreisspannung um 1400 W reduziert.

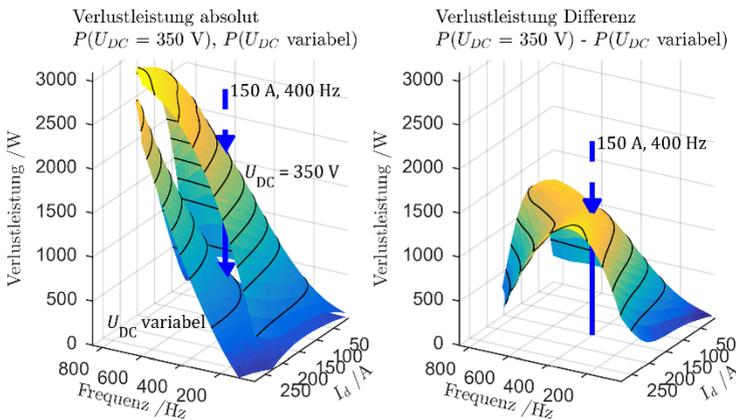


Abbildung 8.9: Leerlaufverluste bei konstanter und bei angepasster Zwischenkreisspannung im Vergleich. Taktfrequenz $f_{\text{Takt}} = 15 \text{ kHz}$. Rechts: Differenzkennfeld.

Fazit der Leerlaufmessungen

Die Spannungsform der speisenden Quelle beeinflusst die Eisen- und zusätzlichen Hochfrequenzverluste der Maschine. Die Stromober-schwingungen werden nur durch die Streuinduktivitäten der Asynchronmaschine begrenzt. Bei Maschinen hoher Leistung ist der Einfluss besonders groß. Je größer die Leistung der Maschine und je höher die Eckfrequenz, desto geringer sind die Induktivitäten. Später, in Abschnitt 8.4, wird durch thermische Grenzkennlinien gezeigt, dass der Einfluss auch unter Last vorhanden ist und Einfluss auf die Erwärmung und auf die Dauerleistung der Maschine hat. Ein direkter Vergleich der gemessenen

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

Eisenverluste im Leerlauf mit der Simulation kann hier nicht erfolgen, da in der FEA keine Eisenverlustberechnungen im Leerlauf durchgeführt wurden. Ein späterer Vergleich der Einzelverluste (Abschnitt 8.3.5) zeigt jedoch, dass die Eisenverlustberechnung bei geringer Last mit großer Unsicherheit behaftet ist.

8.3 Kennfeldmessungen

Mit den Kennfeldmessungen werden die verwendeten Methoden der elektromagnetischen Auslegung und die erwarteten Leistungsdaten überprüft. Für ein Wirkungsgradkennfeld wurden Messungen bei dreizehn über den Drehzahl-Drehmoment-Bereich verteilten Drehzahlen durchgeführt. Bei jeder Drehzahl wurden die Stromamplitude und die Rotorfrequenz variiert. Aus den Messdaten wird die beste Ansteuerung für jeden Arbeitspunkt der Drehzahl-Drehmoment-Ebene ermittelt. Aus den Wirkungsgradkennlinien der einzelnen Drehzahlen wird das Wirkungsgradkennfeld über Drehzahl und Drehmoment ermittelt (8.3.1).

Die Messreihen konnten nicht zusammenhängend nacheinander durchgeführt werden. Messungen bis Drehzahl $n = 12.000 \text{ min}^{-1}$ wurden mit dreiphasiger Speisung bei Schaltung mit zwei parallelen Gruppen durchgeführt. Bei höheren Drehzahlen konnte die Zwischenkreis-Spannung nicht weiter erhöht werden, ohne die Wicklung der Maschinen zu gefährden. Messungen bei höheren Drehzahlen wurden mit sechsphasiger Speisung bei Schaltung mit vier parallelen Gruppen durchgeführt. Der Strom des Umrichters ist auf 450 A dreiphasig begrenzt und wurde auf sechs Phasen aufgeteilt. Der von den Projektpartnern entwickelte Stromrichter mit $6 \times 450 \text{ A}$ stand für die Kennfeldmessungen nicht zur Verfügung. Daher wird bei hohen Drehzahlen nur etwa die Hälfte des berechneten Maximalmoments erreicht. Damit ein Vergleich des gesamten Kennfelds mit den Berechnungen der elektromagnetischen Auslegung möglich ist, wird ein vollständiges Kennfeld aus den Messdaten berechnet. Das Vorgehen dazu ist in Abbildung 8.10 dargestellt.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

- Aus den Lastmessungen werden die Flussverkettungen abhängig von der Bestromung berechnet (8.3.2).
- Aus den in den vorherigen Abschnitten beschriebenen Leerlaufmessungen und aus den Lastmessungen bei verschiedenen Drehzahlen werden die Einzelverluste berechnet (8.3.3).
- Die Einzelverluste werden durch Ausgleichsfunktionen angenähert und extrapoliert (8.3.4).
- Mit Hilfe der Flussverkettung wird die Grenzkennlinie für die geltenden Strom- und Spannungsrandbedingungen berechnet.
- Aus den Flussverkettungen und den Einzelverlusten werden für jeden Punkt der Drehzahl-Drehmoment-Ebene die Gesamtverluste und der Wirkungsgrad berechnet (8.3.5).

Das auf diese Weise berechnete Kennfeld wird durch Vergleich mit den direkt aus den Messungen bestimmten Wirkungsgraden überprüft.

Bei den Messergebnissen werden Stromwerte angegeben, die sich auf den Betrieb der Maschine mit vier parallelen Gruppen an maximal 350 V Zwischenkreisspannung beziehen. Der Summenstrom pro Phase erreicht damit maximal 900 A Effektivwert. Bei Messungen, die mit Reihenschaltung von jeweils zwei parallelen Gruppen durchgeführt wurden, werden die Stromwerte mit Faktor zwei multipliziert, um eine Vergleichbarkeit zu erreichen.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

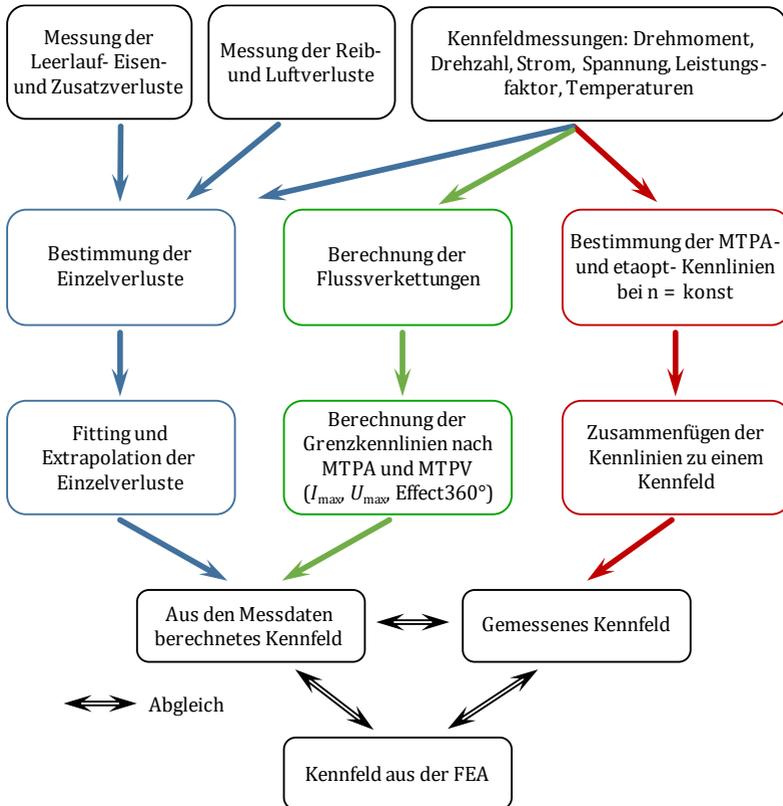


Abbildung 8.10: Verfahren zur Bestimmung der Einzelverluste, zur Berechnung von Kennfeldern und zum Abgleich mit der FEA.

8.3.1 Direkte Bestimmung der Wirkungsgrade aus den Messdaten

In diesem Abschnitt wird der Wirkungsgrad der Maschinen abhängig von Drehzahl und Drehmoment nach zwei verschiedenen Kriterien ermittelt. Der Betrieb mit den geringsten Stromwärmeverlusten wird ermöglicht, wenn für ein gefordertes Drehmoment der minimale Effektivwert des Phasenstroms eingepreist wird. In der Literatur ist die Betriebsweise unter der Bezeichnung Maximum Torque Per Ampere (MTPA) bekannt

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

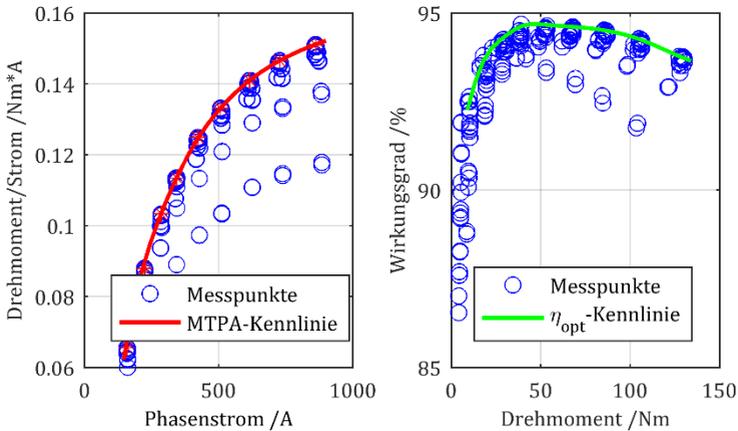


Abbildung 8.11: Auswahl der Arbeitspunkte mit maximalem Drehmoment pro Strom (MTPA) und bestem Wirkungsgrad. Beispiel für Messreihe mit $n = 12.000 \text{ min}^{-1}$.

[131]. Aus den Messdaten werden für jede Drehzahl die Arbeitspunkte mit maximalem Drehmoment pro Strom ausgewählt (Abbildung 8.11, links). Die Ansteuerungsparameter Phasenstrom und Rotorfrequenz werden für die ausgewählten Arbeitspunkte ermittelt und können für alle Drehmomente interpoliert werden.

Die so bestimmten Kennlinien aller Drehzahlen liegen im Grunddrehzahlbereich in guter Näherung übereinander (Abbildung 8.12). Im Feldschwäcbereich für $n > 19.500 \text{ min}^{-1}$ wird die Rotorfrequenz mit zunehmender Drehzahl und zunehmenden Drehmoment größer. Das entspricht dem nach der Theorie erwarteten Verhalten. Abweichungen der Rotorfrequenzen zueinander sind bei kleinen Drehmomenten durch größer werdende relative Messfehler zu erklären. Bei hohen Strom- und Drehmomentwerten sind die Abweichungen durch größere Schwankung der Messwerte zu begründen.

Die Verluste werden anhand der ermittelten Strom- und Rotorfrequenzwerte aus den Messdaten interpoliert. Das Ergebnis ist die Wirkungsgradkennlinie als Funktion des Drehmoments bei der gegebenen Drehzahl. Die

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

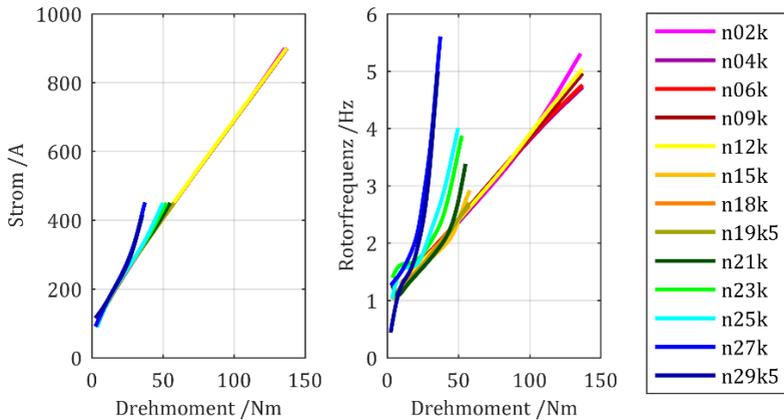


Abbildung 8.12: Aus den Messdaten ermittelte Strom- und Rotorfrequenzwerte für MTPA-Betrieb für alle gemessenen Drehzahlen. Bezeichnung der Messreihen nach Drehzahl. Z. B. n19k5 für $n = 19.500 \text{ min}^{-1}$.

Wirkungsgradkennlinien aller Drehzahlen werden zu einem Wirkungsgradkennfeld der Maschine zusammengesetzt (Abbildung 8.13).

Auf vergleichbare Weise werden die Messpunkte mit maximalem Wirkungsgrad (η_{opt}) abhängig vom Drehmoment aus den Messdaten ausgewählt. Die gefundenen Wirkungsgradwerte sind bei der Methode mit größerer Unsicherheit behaftet, als bei der vorher beschriebenen Methode. Insbesondere bei hohen Drehzahlen weichen benachbarte Werte deutlich voneinander ab. Für die Abweichungen kann keine plausible physikalische Erklärung aus den Eigenschaften der Maschine hergeleitet werden. Die Erklärung ist eher darin zu suchen, dass bei diesem Verfahren die Mittelwertbildung aus einem Bereich von Messpunkten durch Interpolation entfällt. Zu den systematischen Messfehlern der Drehmomentmessung und der elektrischen Leistungsmessung kommen am Prüfstand Messfehler

- durch den Oberschwingungsanteil des Stroms,
- durch die getaktete Speisespannung und
- durch Einflüsse des Stromreglers im Frequenzumrichter.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

Das obere Kennfeld in Abbildung 8.13 bildet die gemessenen Wirkungsgrade, ausgewählt nach dem MTPA-Kriterium, ab. Die Wirkungsgrade im unteren Diagramm zeigen die gemessenen optimalen Wirkungsgrade. In beiden Diagrammen ist die geforderte 200 kW-Grenzkennlinie eingezeichnet, die aus oben genannten Gründen nicht erreicht wird. Oberhalb von $n = 5000 \text{ min}^{-1}$ werden nach η_{opt} höhere Wirkungsgrade erreicht als nach der MTPA-Auswahl. Deutlich ist der Unterschied oberhalb von $n = 15.000 \text{ min}^{-1}$. Der Bereich mit $\eta > 95 \%$ ist im unteren Diagramm weiter ausgedehnt und es werden 96 % Wirkungsgrad erreicht. In beiden Kennfeldern werden im Drehzahlbereich 20.000 min^{-1} bis 25.000 min^{-1} geringere Wirkungsgrade erreicht, als darüber und darunter. Die Messwerte sind temperaturkorrigiert und eine Nullpunktabweichung der Drehmomentmesswellen wurde korrigiert. Die Messreihen stammen aus verschiedenen Messkampagnen mit unterschiedlichen Messaufbauten, die zu Unterschieden der Messtechnik geführt haben können.

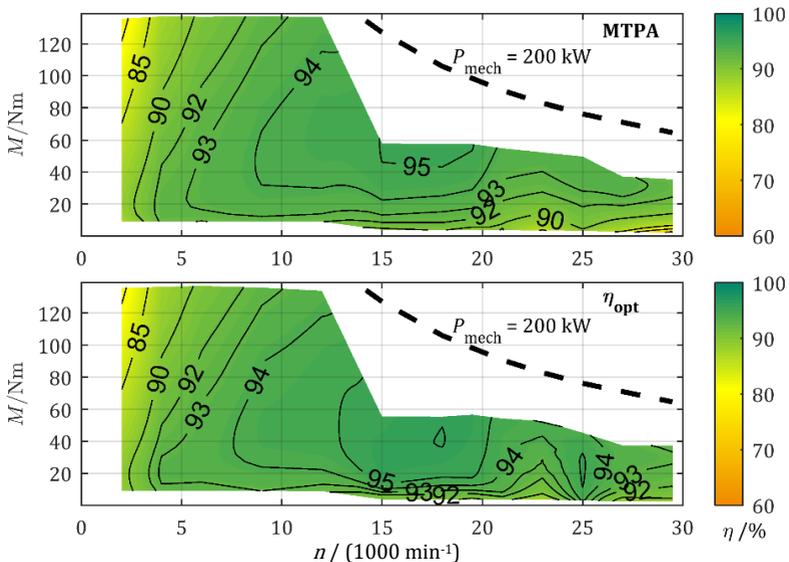


Abbildung 8.13: Wirkungsgradkennfelder aus Messdaten, zusammengesetzt aus Messreihen bei konstanter Drehzahl. Oben: Messpunkte nach MTPA-Kriterium. Unten: Messpunkte nach η_{opt} -Kriterium

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

In den folgenden Abschnitten werden die Flussverkettungen der Maschine aus den Messungen berechnet und die die Verluste in Einzelverluste aufgeteilt. Darauf basierend werden in Abschnitt 8.3.5 Kennfelder berechnet, die den gesamten mit den Strom- und Spannungsrandbedingungen erreichbaren motorischen Betriebsbereich abdecken. An der Stelle erfolgt schließlich der in Abbildung 8.10 (S. 172) dargestellte Vergleich zwischen Messergebnissen und Berechnungen.

8.3.2 Berechnung der Flussverkettungen

Grundlage der elektromagnetischen Auslegung sind nach Abschnitt 3.1 die drehzahlunabhängigen Kennfelder der Flussverkettungen. Die Flussverkettungen können nicht direkt gemessen werden. Sie werden aus den gemessenen elektrischen Größen anhand des einphasigen Ersatzschaltbilds und des Zeigerdiagramms berechnet. Der Imaginärteil der Flussverkettung wird anhand des gemessenen Drehmoments und des Phasenstroms berechnet. Nach Gleichung 3.5 ist das Drehmoment proportional zum Phasenstrom und dem Imaginärteil der Flussverkettung. Für den Abgleich der Berechnung zur Messung werden das gemessene und das berechnete Drehmoment als Funktion des Phasenstroms und der Rotorfrequenz verglichen. Die Rotortemperatur beeinflusst die Neigung des Kennfelds [41] und wird bei dem in der FEA berechneten Kennfeld auf die gemessene Rotortemperatur umgerechnet. Abbildung 8.14 zeigt das bei der Auslegung der Maschine in der FEA berechnete Drehmoment als Flächendiagramm über der $I_{Ph,eff}/f_R$ -Ebene. Die gemessenen Drehmomentwerte sind als Punkte eingezeichnet. Die Form des gemessenen Kennfelds stimmt sehr gut mit der Berechnung überein. Das gemessene Drehmoment ist ca. 5 % größer als in der FEA berechnet. Die Abweichung kann durch Abweichungen in der Magnetisierungskennlinie des verwendeten Blechs oder durch Fertigungstoleranzen, z. B. der Luftspaltweite entstehen. In der Berechnung wurde für die Blechpakete ein Stapelfaktor von 0,95 angenommen. Die Aktivteile wurden in der FEA um den Stapelfaktor verkürzt, was zu einem geringeren Drehmoment pro Strom führt.

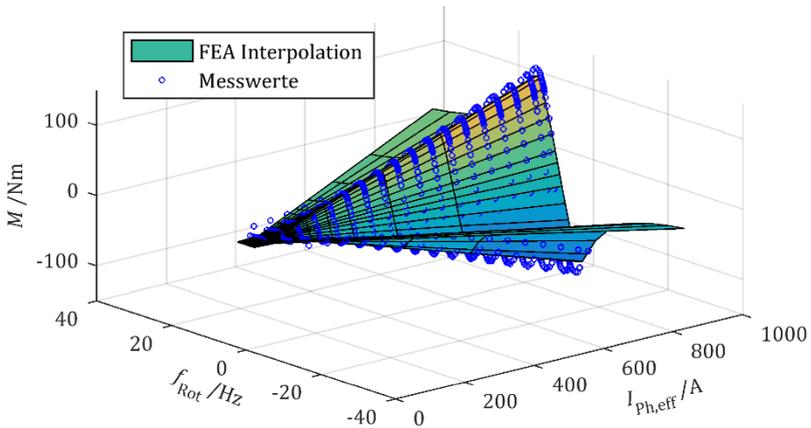


Abbildung 8.14: Drehmomentkennfeld, Vergleich der FEA Berechnung mit den Messwerten

Die sehr gute Übereinstimmung der Messwerte mit dem berechneten Kennfeld bestätigt erstmals die von Winzer in [41] eingeführte Methode zur Kennfeldberechnung von Asynchronmaschinen.

8.3.3 Bestimmung der Einzelverluste

Für netzbetriebene Asynchronmaschinen werden in den gängigen Normen [132][133][134] Verfahren zur indirekten Bestimmung des Wirkungsgrads beschrieben. Dabei werden die Einzelverluste und die abgegebene mechanische Leistung von der gemessenen elektrischen Leistung abgezogen. Die verbleibenden Restverluste werden mit dem gemessenen Drehmoment korreliert und als lastabhängige Zusatzverluste definiert. Die Verfahren der Korrelation können nicht unverändert auf den Betrieb am Frequenzumrichter übertragen werden. Analog können aber die Einzelverluste bestimmt und die verbleibenden Restverluste als lastabhängige Zusatzverluste $P_{\text{Last,Zus}}$ definiert werden.

$$P_{\text{Last,Zus}} = P_{\text{el}} - P_{\text{Cu,1}} - P_{\text{LL,Fe,OW}} - P_{\text{Cu,R}} - P_{\text{Rb,Luft}} - P_{\text{mech}} \quad (8.6)$$

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

Mit den Einzelverlusten:

$$P_{\text{Cu},1} = R_{\text{LL}}(\vartheta)/2 \cdot (I_{\text{Ph1}}^2 + I_{\text{Ph2}}^2 + I_{\text{Ph3}}^2) \quad (8.7)$$

$P_{\text{LL,Fe,OW}}$ aus der Interpolationsfunktion aus 8.2.2

$$P_{\text{Cu,R}} = s \cdot P_{\delta} = \frac{s}{1-s} (P_{\text{mech}} + P_{\text{Rb,Luft}}) \quad (8.8)$$

$P_{\text{Rb,Luft}}$ aus dem Auslaufversuch 8.2.1

Durch den Vergleich der Zusatzverluste zwischen den Messreihen und durch Interpolation wird der Einfluss von Messfehlern minimiert.

Die Verlustaufteilung ist im linken Diagramm von Abbildung 8.15 für die Messung bei Drehzahl $n = 12.000 \text{ min}^{-1}$ als Funktion des Drehmoments aufgetragen. Die Messpunkte wurden nach dem MTPA-Kriterium entsprechend Abschnitt 8.3.1 ausgewählt. Der Anteil der Reib- und Luftverluste ist verschwindend. Die Messung wurde mit angepasster Zwischenkreisspannung, wie in Abschnitt 8.2.2 beschrieben, durchgeführt. Die Summe aus Leerlauf- und lastabhängigen Eisen- und Zusatzverlusten

$$P_{\text{Fe,Zus}} = P_{\text{LL,Fe,OW}} + P_{\text{Last,Zus}} \quad (8.9)$$

bildet den größten Verlustanteil. Die Zusatzverluste können in guter Näherung durch eine lineare Funktion abgebildet werden. Die Ausgleichsgerade ist im Diagramm schwarz gepunktet angedeutet. Im rechten Diagramm sind die Eisen- und Zusatzverluste aller Messpunkte eingezeichnet. Die abgebildete Ebene zeigt die lineare Näherungsfunktion in Abhängigkeit von Strom und Rotorfrequenz.

Die Verluste sollen bei Drehzahlen $n > 12.000 \text{ min}^{-1}$ auf Stromwerte bis 900 A extrapoliert werden, da nur bis 450 A Gesamtstrom gemessen werden konnte. Die lineare Abhängigkeit der Verluste ist eine gute Voraussetzung für die Extrapolation.

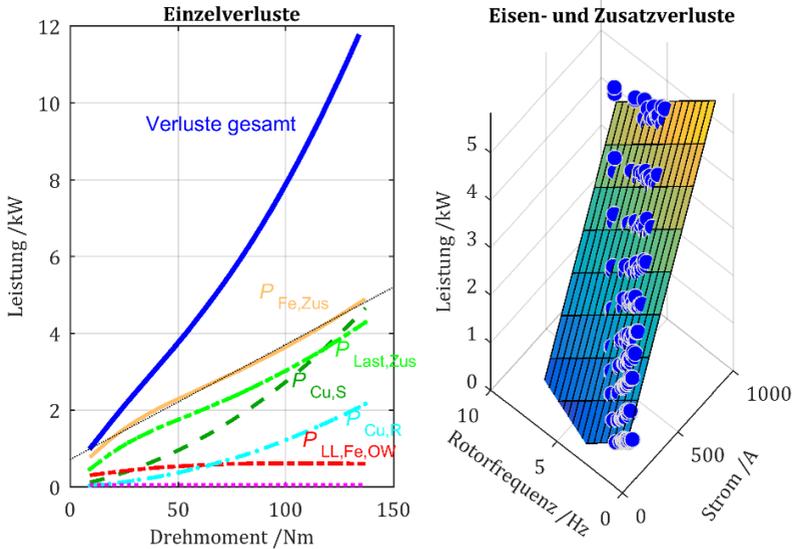


Abbildung 8.15: Einzelverlustaufteilung bei Drehzahl $n = 12.000 \text{ min}^{-1}$. Links: Verluste der MTPA-Ansteuerung als Funktion des Drehmoments. Rechts: Eisen- und Zusatzverluste aller Messpunkte mit linearer Interpolation.

8.3.4 Interpolation der Eisen- und Zusatzverluste

Für alle gemessenen Drehzahlen werden die Ausgleichsfunktionen der Eisen- und Zusatzverluste bestimmt. Abbildung 8.17 zeigt die daraus erhaltenen Ebenen. Der Abstand der Ebenen zueinander ist nicht streng proportional zur Drehzahl. Einige Ebenen sind im Vergleich zu den benachbarten Ebenen gekippt. Die ungleichmäßige Lage der Ebenen zueinander weist darauf hin, dass die Interpolationen der einzelnen Messreihen unterschiedlich gut korrelieren und dass die Messreihen unterschiedlich stark mit Messfehlern behaftet sind. Durch die große Anzahl der aufgenommenen Messreihen ist es möglich, die Abhängigkeit der Zusatzverluste bei konstantem Strom und konstanter Rotorfrequenz als Funktion der Drehzahl zu untersuchen.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

In Abbildung 8.17 sind vier charakteristische Kombinationen von Strom- und Rotorfrequenz durch vertikale Pfeile markiert. Die Eisen- und Zusatzverluste dieser vier Arbeitspunkte sind in Abbildung 8.16 als Funktion der Drehzahl aufgetragen. Zusätzlich ist im selben Diagramm für jede Kurve eine Ausgleichsfunktion als gestrichelte Linie eingezeichnet. Die Ausgleichsfunktionen wurden als Polynome 3. Grades bestimmt. Auffällig ist, dass bei allen Arbeitspunkten die gemessenen Verluste im Drehzahlbereich $20.000 \text{ min}^{-1} - 25.000 \text{ min}^{-1}$ größer sind, als die Werte der Ausgleichsfunktion. Die Beobachtung passt zu dem Ergebnis der Kennfeldmessungen in Abschnitt 8.3.1. Bei den in Abbildung 8.13 gezeigten Kennfeldern fällt auf, dass der Wirkungsgrad im gleichen Drehzahlbereich geringer ist, als in den angrenzenden Drehzahlbereichen. Im Drehzahlbereich $15.000 \text{ min}^{-1} - 20.000 \text{ min}^{-1}$ sind die Verlustwerte der Ausgleichsfunktionen höher als die Verlustwerte der zugehörigen Messwerte.

Analog zu den hier gezeigten Beispielen werden für alle Phasenstrom / Rotorfrequenz-Arbeitspunkte Ausgleichsfunktionen der Verluste als Funktion der Drehzahl berechnet. Die Funktionen werden als Polynome 3. Grades gebildet. Mit diesen Ausgleichsfunktionen werden die Zusatzverluste aller auftretenden Arbeitspunkte der Maschine berechnet.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

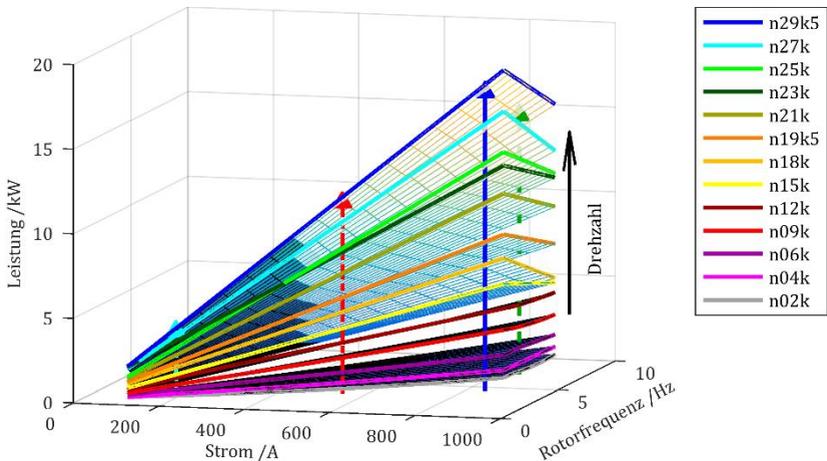


Abbildung 8.17: Eisen- und Zusatzverluste als Funktion von Strom, Rotorfrequenz und Drehzahl. Transparente Bereiche der Ebenen wurden aus Messwerten bei $I \leq 450$ A extrapoliert. Bezeichnung der Messreihen nach Drehzahl. Z. B. n19k5 für $n = 19.500 \text{ min}^{-1}$.

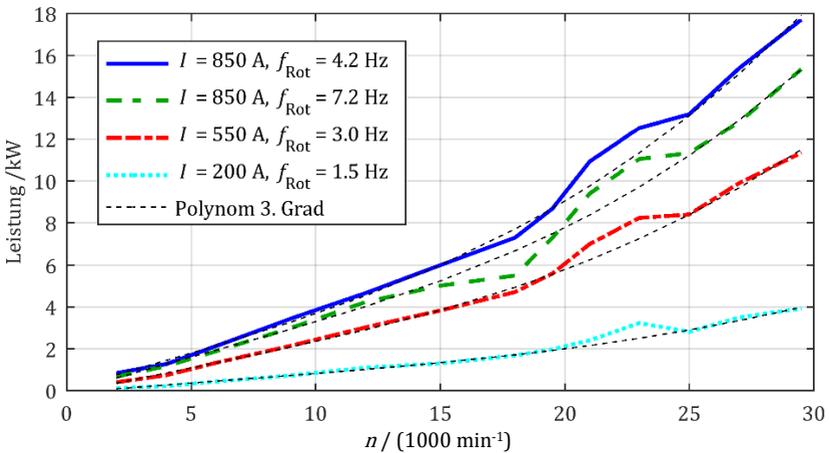


Abbildung 8.16: Eisen- und Zusatzverluste als Funktion der Drehzahl bei vier ausgewählten Arbeitspunkten. Näherung der Verlustkennlinien durch ein Polynom 3. Grades.

8.3.5 Kennfeldberechnung aus Flussverkettungen und Einzelverlusten

In den vorhergehenden Abschnitten wurden Kennfelder der Flussverkettungen als Funktion von Statorstrom und Rotorfrequenz ermittelt und für jeden dieser Arbeitspunkte die Einzelverluste als Funktion der Drehzahl berechnet. In diesem Abschnitt wird daraus für jeden Punkt des Betriebsbereichs in der Drehzahl-Drehmoment-Ebene die Ansteuerung für den Betrieb mit maximalem Wirkungsgrad ermittelt. Das Verfahren ist analog zur Kennfeldberechnung auf Basis von Flussverkettungen und Verlusten aus der FEA (vgl. Abschnitt 3.1). Die so berechneten Wirkungsgradkennfelder basieren auf gemessenen Werten. Mit den Kennfeldern werden die Berechnungsmethoden der elektromagnetischen Auslegung überprüft.

Verifizierung der Interpolationen

Die Kennfelder werden nach dem Vorgehen berechnet, wie es bei der elektromagnetischen Auslegung in Abschnitt 3.1 beschrieben ist. Aus den Flussverkettungen wird zunächst die Grenzkennlinie der Maschine bei den gegebenen Strom- und Spannungsrandbedingungen berechnet. Dabei wird das Drehmoment nach Gleichung (3.5) und die Klemmenspannung nach Gleichung (3.4) berechnet. Unterhalb der Grenzkennlinie wird für eine Matrix von Arbeitspunkten die optimale Bestromung berechnet. Die Verluste für jeden Arbeitspunkt werden als Summe der Einzelverluste berechnet. Die Eisen- und Zusatzverluste werden aus den in Abschnitt 8.3.4 beschriebenen Interpolationen berechnet.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

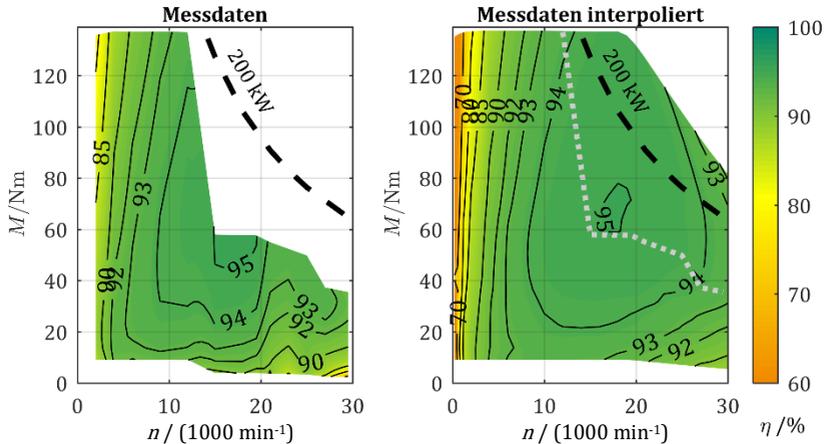


Abbildung 8.18: Vergleich der Wirkungsgradkennfelder aus den Messdaten direkt und mit interpolierten Zusatzverlusten. Die in der Messung erreichte Grenze ist im interpolierten Diagramm hell gepunktet eingezeichnet. Wicklungstemperatur und Rotortemperatur 20 °C.

Das interpolierte Kennfeld stimmt gut mit den gemessenen Daten überein. Im Drehzahlbereich 15.000 min^{-1} bis 20.000 min^{-1} ist der gemessene Wirkungsgrad höher als der interpolierte Wirkungsgrad. Im Drehzahlbereich über 20.000 min^{-1} ist der interpolierte Wirkungsgrad höher. Die Abweichungen entsprechen den Erwartungen aus den interpolierten Zusatzverlustdaten (Abbildung 8.16).

Vergleich der gemessenen Wirkungsgrade mit der Auslegung

Mit Hilfe der Interpolation ist es nun möglich, die Messdaten mit den bei der Auslegung der Maschine berechneten Daten zu vergleichen. Die Kennfelder der FEA sind mit einer Wicklungstemperatur von 180 °C und Rotortemperatur 200 °C berechnet. Durch die Aufteilung der Einzelverluste ist es möglich, die Messdaten auf die gleichen Temperaturwerte umzurechnen. In Abbildung 8.19 ist das aus den Messdaten interpolierte Kennfeld dem Kennfeld der elektromagnetischen

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

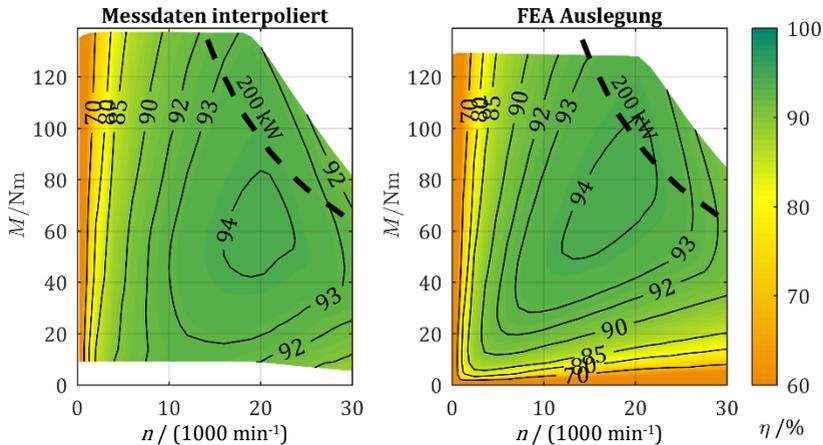


Abbildung 8.19: Vergleich der aus den Messdaten interpolierten Wirkungsgrade zu den aus der FEA erwarteten Wirkungsgrade. Wirkungsgrade gelten für Statortemperatur $180 \text{ }^\circ\text{C}$ und Rotortemperatur $200 \text{ }^\circ\text{C}$.

Auslegung gegenübergestellt. Die Reib- und Luftverluste der elektromagnetischen Auslegung sind für den Vergleich auf die gemessenen Werte korrigiert. Die große Unsicherheit bei der Berechnung der mechanischen Verluste (vgl. Abschnitt 8.2.1) würde andernfalls die Gegenüberstellung der elektromagnetischen Simulation mit der Messung verfälschen.

Ein Kennfeld der Differenz $\Delta\eta = \eta_{\text{Messung}} - \eta_{\text{FEA}}$ hilft, die Unterschiede zwischen den Wirkungsgraden deutlicher zu erkennen (Abbildung 8.20). In großen Bereichen des Kennfelds ist die Differenz zwischen den Wirkungsgraden geringer als ein Prozentpunkt. In Bereichen kleiner bis mittlerer Drehzahl und bei hoher Leistung ist der gemessene Wirkungsgrad geringer als in der FEA vorhergesagt. Für hohe Drehzahlen ist der gemessene Wirkungsgrad besser als der erwartete Wert. Bei kleinem Drehmoment und hoher Drehzahl ist die Messunsicherheit groß, sodass auch die Aussage über die Differenz der Wirkungsgrade unsicher ist.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

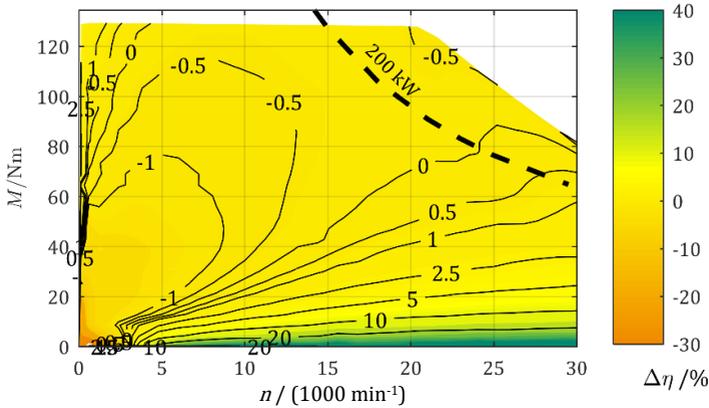


Abbildung 8.20: Differenz des Wirkungsgrads der Messung zur Berechnung in Prozentpunkten. Positive Werte bedeuten, gemessener Wirkungsgrad ist höher als vorhergesagt.

Vergleich der Einzelverluste zwischen Messung und Auslegung

In Abbildung 8.21 sind die gemessenen Einzelverluste den Einzelverlusten aus der Auslegung gegenübergestellt. Die Stromwärmeverluste der Auslegung weichen nur geringfügig von der Messung ab. Das entspricht den Erwartungen, da die ohmschen Widerstände mit hoher Genauigkeit vorhergesagt werden können. Die Flussverkettungskennfelder wurden bereits in 8.3.2 bestätigt. Daraus ergeben sich die Drehmomentkonstanten und die Stromwärmeverluste.

Die Abhängigkeit der Eisen- und Zusatzverluste von der Drehzahl stimmt bei hohen Drehmomenten gut überein. Die gemessenen Verluste bei kleiner Drehzahl sind höher als berechnet. Bei niedrigen und mittleren Drehmomenten steigen die Verluste mit zunehmender Drehzahl weniger stark an. Bei hoher Drehzahl sind die gemessenen Verluste deutlich geringer, als in der Berechnung vorhergesagt.

Fazit der Kennfeldmessungen

Die gemessenen Flussverkettungen stimmen gut mit den in der Auslegung berechneten Werten überein. Die Abweichung beträgt maximal 6 %.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

Ursachen dafür wurden erläutert. Streuung der Messwerte und systematische Messfehler bei mittleren bis hohen Drehzahlen treten als große Streuung der Zusatzverluste auf. Durch Interpolation über eine große Anzahl von Messpunkten und durch Ausgleich zwischen den gemessenen Drehzahlen werden die Eisen- und Zusatzverluste mit hoher Sicherheit bestimmt. Die gemessenen Wirkungsgrade stimmen in weiten Teilen des Betriebsbereichs sehr gut mit den bei der Auslegung vorhergesagten Wirkungsgraden überein. Die Abweichung des Wirkungsgrads ist in großen Bereichen des Kennfelds kleiner als ein Prozentpunkt. Bei kleinem Drehmoment und maximaler Drehzahl

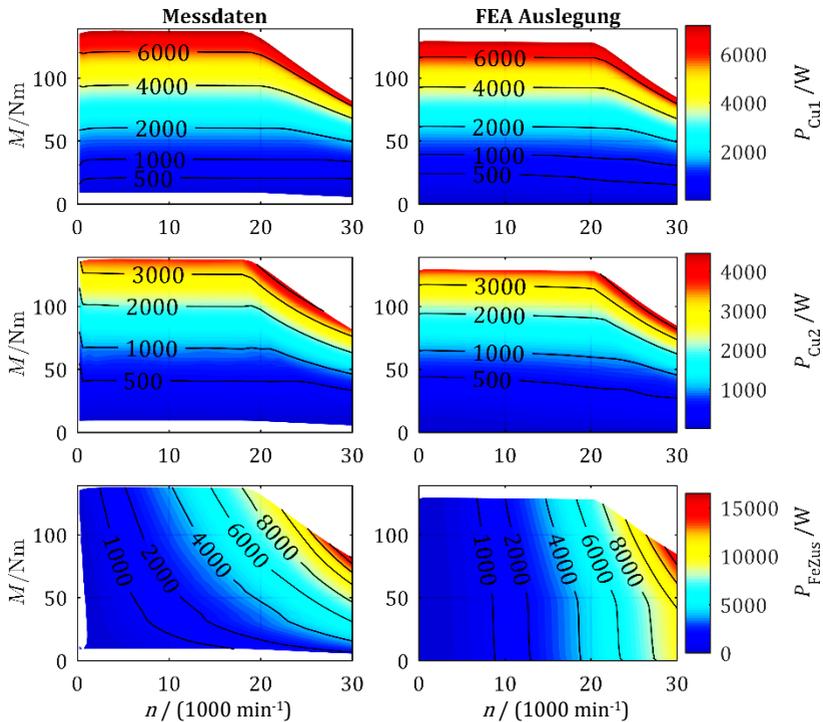


Abbildung 8.21: Vergleich der gemessenen Einzelverluste mit der Berechnung. Obere Reihe Stromwärmeverluste in der Statorwicklung, mittlere Reihe Stromwärmeverluste im Rotorkäfig, untere Reihe Eisen- und Zusatzverluste inklusive Wirbelströme in den Rotorstäben.

steigt die Abweichung auf bis zu 40 Prozentpunkte. Unterschiede zwischen Messung und Berechnung der Eisen- und Zusatzverluste sind dafür verantwortlich.

8.4 Thermische Grenzkennlinie, Dauerlauf

Das Ziel dieser Arbeit ist, Maßnahmen und Einflussfaktoren zu bewerten, mit denen die Leistungsdichte von Traktionsantrieben gesteigert werden kann. In diesem Abschnitt wird zuerst untersucht, welchen Einfluss die Speisespannung auf die Oberschwingungen der Ströme hat und es wird ein Zusammenhang zur Erwärmung der Maschine hergestellt. In weiteren Versuchen werden unterschiedliche Kühlungsarten eingestellt und das jeweils erreichbare Dauermoment ermittelt. Schließlich werden für eine Auswahl der untersuchten Einspeisungen und Kühlungen Grenzkennlinien über den gesamten Drehzahlbereich gemessen. Aus den Grenzkennlinien wird die maximal erreichbare Dauerleistung und daraus die Leistungsdichte der Maschine bestimmt.

8.4.1 Einfluss der Hochfrequenzverluste auf die Erwärmung

In Abschnitt 8.2.2 wurden die Einflüsse von Zwischenkreisspannung und Taktfrequenz auf die Zusatzverluste im Leerlauf untersucht. In diesem Abschnitt wird gezeigt, dass die Zusatzverluste auch unter Last Einfluss auf die Erwärmung der Maschine haben. In der Versuchsreihe werden bei konstanter Drehzahl und konstantem Drehmoment zwei Werte der Zwischenkreisspannung eingestellt und mit zwei Taktfrequenzen kombiniert. Der Wert der Zwischenkreisspannung $U_{DC} = 350 \text{ V}$ entspricht der projektierten Batteriespannung. Zum Vergleich wird die Spannung auf den halben Wert reduziert, sodass sie der Amplitude der Leiterspannung angepasst ist. Bei beiden Spannungen wird die Taktfrequenz auf 10 kHz und auf 15 kHz eingestellt. Die Daten der Versuchsreihe sind in Tabelle 12 zusammengefasst.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

Tabelle 12: Versuchsdaten für Dauerlaufmessungen mit Variation der Zwischenkreisspannung und der Taktfrequenz

Drehzahl	n	6000 min^{-1}			
Drehmoment	M	45,7 Nm			
Vorlauftemperatur	$\vartheta_{\text{Kühl}}$	65 $^{\circ}\text{C}$			
Durchflussrate	\dot{V}	8 l/min			
Zwischenkreisspannung	U_{DC}	350 V		175 V	
Taktfrequenz	f_{akt}	10 kHz	15 kHz	15 kHz	10 kHz
Versuch Nummer		1	2	3	4

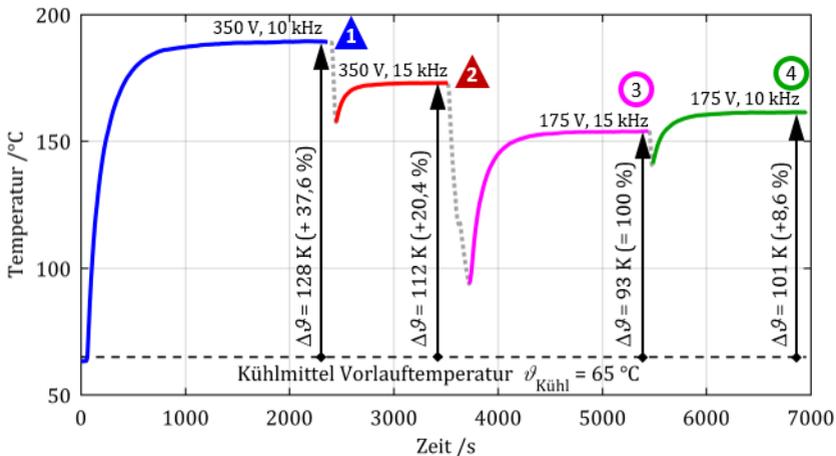


Abbildung 8.22: Erwärmungslauf $n = 6000 \text{ min}^{-1}$, $M = 45,7 \text{ Nm}$ mit Variation der Zwischenkreisspannung und der Taktfrequenz. Betrieb mit Mantelkühlung und Wellenkühlung, Durchfluss $\dot{V} = 8 \text{ l}/\text{min}$.

Der Einfluss der Einspeisung führt zu unterschiedlicher Erwärmung der Maschine. Abbildung 8.22 zeigt die gemessene Wickelkopftemperatur als Funktion der Zeit. Die geringste Erwärmung stellt sich bei Speisung mit verringerter Zwischenkreisspannung und hoher Taktfrequenz ein. Verglichen damit ist die Erwärmung bei Speisung mit maximaler Zwischenkreisspannung und 10 kHz Taktfrequenz um 37,6 % erhöht.

Die bei den vier Varianten der Einspeisung gemessenen Ströme sind in Abbildung 8.23 im Zeitbereich und im Frequenzbereich dargestellt. Im

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

oben Teil der Abbildung sind im Zeitbereich die Unterschiede im Oberschwingungsgehalt der Ströme erkennbar. Der untere Teil der Abbildung zeigt die Auswertung der Ströme im Frequenzbereich. Im

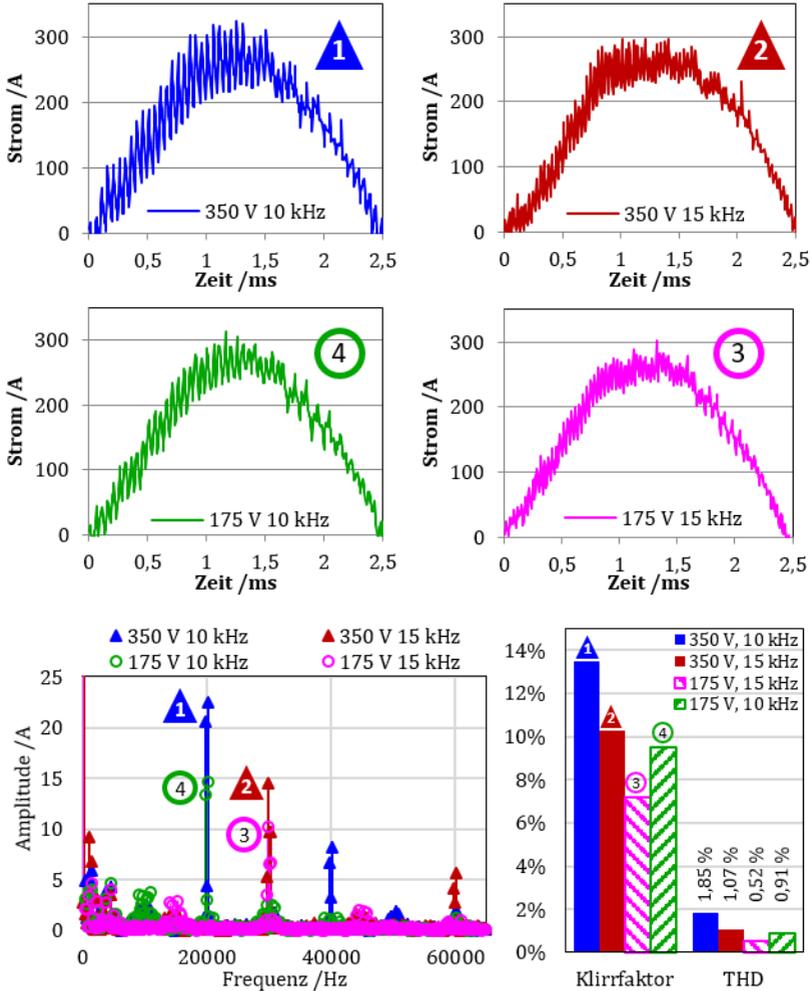


Abbildung 8.23: Strom unter Last bei Zwischenkreisspannung $U_{DC} = 350$ V, $U_{DC} = 175$ V, Taktfrequenz $f_{Takt} = 10$ kHz und $f_{Takt} = 15$ kHz. Oben: Zeitverlauf einer Halbwelle Phase U. Unten: Frequenzspektrum, Klirrfaktor und THD. Arbeitspunkt $n = 6000$ min⁻¹, $M = 45,7$ Nm

Frequenzspektrum liegen ausgeprägte Oberschwingungsanteile bei den geradzahligem Vielfachen der Taktfrequenzen. Die Werte der berechneten Klirrfaktoren und harmonischen Verzerrungen spiegeln qualitativ die Verhältnisse der Erwärmung wieder. Der höchste Oberschwingungsanteil und die höchste Erwärmung werden bei Speisung mit voller Zwischenkreisspannung und geringer Taktfrequenz gemessen. Mit angepasster Zwischenkreisspannung und hoher Taktfrequenz sind der Oberschwingungsanteil und die Erwärmung am geringsten.

8.4.2 Variation der Kühlung und der Vorlauftemperatur

Abschnitt 4.1 hat sich mit Kühlmethode beschäftigt mit dem Ziel, das Dauermoment durch verbesserte Wärmeabfuhr zu erhöhen. Es wurde entschieden, eine Mantelkühlung mit einer Wellenkühlung und einer Innenbelüftung zu kombinieren. In diesem Abschnitt wird die Wirksamkeit des Kühlsystems am Prüfstand nachgewiesen. Alle Versuche werden mit Mantelkühlung durchgeführt.

In einer Versuchsreihe werden der Betrieb mit und ohne Wellenkühlung mit unterschiedlichen Konstellationen der Innenbelüftung kombiniert. Die Bezeichnung der Varianten der Innenbelüftung in Abbildung 8.24 gibt an, wie viele der maximal vier möglichen Luftzuführungen am jeweiligen Ende der Maschine angeschlossen sind. Die Durchflussmenge des Kühlmittels ist bei allen Versuchen konstant $8 \ell/\text{min}$. Bei Versuchen mit Wellenkühlung wird die Kühlmittelmenge auf Mantel- und Wellenkühlung aufgeteilt. Ohne Wellenkühlung wird die volle Menge der Mantelkühlung zugeführt. Alle Versuche werden mit drei unterschiedlichen Kühlmittel-Vorlauftemperaturen getestet. Im Projekt Effect360° betrug die nominelle Vorlauftemperatur für den Antriebsstrang 65°C . Bei einer Serienschaltung der Komponenten im Kühlkreislauf wird die Leistungselektronik an erster Stelle mit dem frischen Kühlwasser versorgt. So ist es möglich, dass die E-Maschine mit höherer Vorlauftemperatur versorgt wird. Der angenommene Wert 80°C ist der ungünstigste anzunehmende Fall. Der Vergleichswert 30°C zeigt

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

auf, welches Potenzial durch Verbesserung des Kühlsystems auf Fahrzeugsystemebene ermöglicht werden kann. Die Drehzahl ist bei allen Versuchen 2000 min^{-1} . Durch die niedrige Drehzahl wird die Wirkung der Kühlung auf die Wärmeabfuhr aus der Wicklung untersucht, der Einfluss der Verluste im Eisenkreis ist gering.

Der Vergleich der gemessenen Drehmomente im oberen Diagramm von Abbildung 8.24 zeigt den Einfluss der Kühlmitteltemperatur auf das erreichbare Dauermoment. Über dem Diagramm ist angegeben, ob bei der jeweiligen Messreihe das Drehmoment durch die Erwärmung des Rotorkäfigs, oder durch die Statorwicklung begrenzt ist. Die maximal zulässige Käfigtemperatur des Kupferläufers ist $220 \text{ }^\circ\text{C}$. In beiden

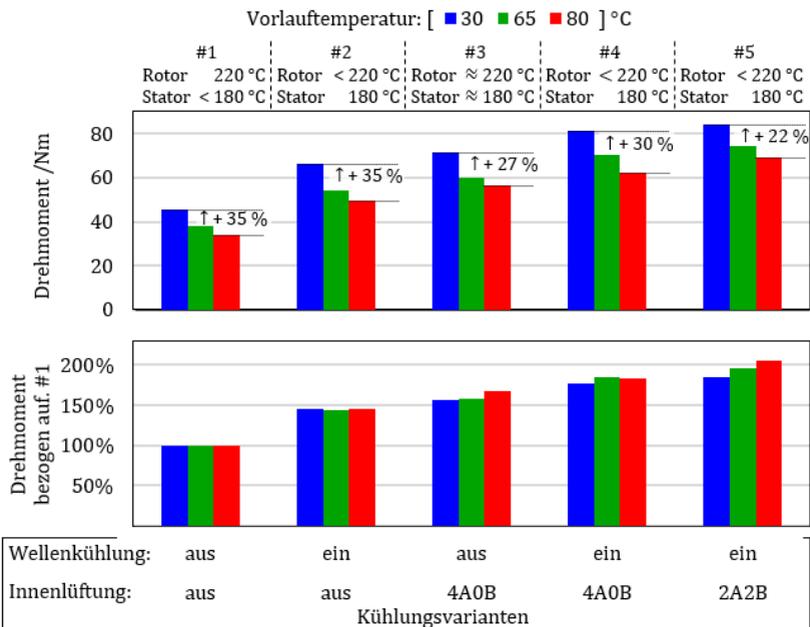


Abbildung 8.24: Vergleich des erreichbaren Drehmoments abhängig von der Kühlmitteltemperatur bei unterschiedlichen Kühlungsvarianten. Oben: Drehmomente absolut und Steigerung durch Absenken der Vorlauftemperatur. Unten: Steigerung bezogen auf Betrieb ohne Wellenkühlung unbelüftet (#1). Messung bei $n = 2000 \text{ min}^{-1}$.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

Versuchsreihen ohne Wellenkühlung, #1 und #3, wird die Maximaltemperatur des Rotors erreicht. In Fall #1, nur Mantelkühlung, wird das Drehmoment durch die Rotortemperatur begrenzt, bevor die Statorwicklung die Temperaturgrenze erreicht.

Die Wellenkühlung ermöglicht in Messung #2 etwa 45 % höheres Dauermoment im Vergleich zur Mantelkühlung alleine (#1). Das direkte Abführen der Wärme aus dem Rotor senkt die Käfigtemperatur und erreicht einen wirksamen Schutz der Lager.

Der Betrieb der Innenbelüftung als Durchzugbelüftung (#3) erhöht das erreichte Drehmoment um 57 % - 67 % gegenüber dem unbelüfteten Betrieb #1 (unteres Diagramm). Trotz höherer Stromdichte im Rotorkäfig ist die Rotortemperatur konstant. Die Statortemperatur erreicht den Grenzwert 180 °C.

Mit der Kombination von Mantelkühlung, Wellenkühlung und Durchzugbelüftung wird das Drehmoment um 77 % - 85 % erhöht (#4). Das Drehmoment ist durch die Temperatur des Wickelkopfs auf der B-Seite begrenzt. Bei symmetrischer Aufteilung der Lufteinlässe auf die A- und B-Seite werden die Wickelköpfe direkt gekühlt (#5). In dieser Kombination ist die Kühlwirkung gleichmäßig verteilt. Das erreichte Drehmoment erreicht bis zum Zweifachen des Werts der Vergleichsmessung unbelüftet ohne Wellenkühlung (#1).

8.4.3 Grenzkennlinien und erreichte Dauerleistung

Im vorherigen Abschnitt wurde das maximal erreichbare Drehmoment und die Wirkung verschiedener Kühlsysteme bei kleiner Drehzahl untersucht. Mit zunehmender Drehzahl steigt der Einfluss von Zusatz- und Eisenverlusten. Es entstehen zusätzliche Verluste im Blechpaket und an der Oberfläche des Rotors. Im Feldschwächbereich verschieben sich Verlustanteile von der Statorwicklung in den Rotorkäfig. In diesem Abschnitt werden Grenzkennlinien über den ganzen Drehzahlbereich ermittelt. Die Einflüsse der Zwischenkreisspannung, der Wellenkühlung

und der Innenbelüftung auf die Grenzkennlinie werden untersucht. Die erreichbare Dauerleistung wird ermittelt und so die Leistungsdichte der Maschine bestimmt.

Als Referenz wird eine Kennlinie mit Mantelkühlung, ohne Wellenkühlung und ohne Innenbelüftung aufgenommen. Damit wird der in Abschnitt 1.2 beschriebene Stand der Technik nachgebildet. Die maximale Dauerleistung $P_{\text{mech},S1} = 41 \text{ kW}$ wird bei maximaler Drehzahl erreicht. Mit der Masse des Prototypen von 41 kg ist die Leistungsdichte $p' = 1,0 \text{ kW/kg}$. Tabelle 13 führt die Parameter auf, die bei jeder Messreihe verändert werden und gibt die erreichten Drehmomente, Leistungen und Leistungsdichten an. Die zugehörigen Grenzkennlinien sind in den Diagrammen in Abbildung 8.25 abgebildet.

Als erste Maßnahme wird die Zwischenkreisspannung bei jedem Lastpunkt auf den Wert der Amplitude der Klemmenspannung angepasst. Die Zusatzverluste durch den Oberschwingungsanteil des Stroms werden geringer. Im Grunddrehzahlbereich ist das Drehmoment um bis zu Faktor zwei größer als bei Speisung mit konstanter Zwischenkreisspannung. Die maximale Leistung wird um den Faktor 1,4 größer. Wie bei der Grundkennlinie begrenzt die Temperatur des Rotorkäfigs das erreichte Drehmoment. Die Temperatur der Statorwicklung bleibt unterhalb der Grenze von 180 °C. Die zusätzliche Wellenkühlung führt in der dritten Messreihe die Wärme aus dem Rotor ab. Bei 180 °C Wicklungstemperatur werden 84,6 kW Dauerleistung erreicht. Mit der Kombination von angepasster Zwischenkreisspannung und Wellenkühlung ist die Leistungsdichte um Faktor 2,1 gegenüber dem Stand der Technik erhöht. Mit zusätzlicher Innenbelüftung wird eine Steigerung um das 2,7-fache erreicht. Die Dauerleistung ist $P_{\text{mech},S1} = 110,5 \text{ kW}$. Abschnitt 4.2.2 zeigt, dass die Wicklungstemperatur über die spezifische Temperatur des Isolationsmaterials erhöht werden kann, ohne dass die Lebensdauer des Antriebs die Lebensdauer des Fahrzeugs unterschreitet. Mit 200 °C Wicklungstemperatur erreicht die Maschine 123,6 kW Dauerleistung und $p' = 3,0 \text{ kg/kW}$ Leistungsdichte.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

Durch die Kombination der Kühlmaßnahmen in Verbindung mit dem Hochdrehzahlansatz bis 30.000 min^{-1} konnte die Leistungsdichte um Faktor drei gegenüber dem Stand der Technik erhöht werden.

Tabelle 13: Parametereinstellungen und gemessene Kennwerte der Drehmoment- und Leistungs-Grenzkennlinien im Dauerbetrieb

Reihe	Wellen- kühlung	Lüftung	DC- Spannung	Wicklungs- temperatur	$M_{\max,S1}$ in Nm	$P_{\max,S1}$ in kW	p' in kW/kg
—●—	aus	aus	350 V	< 180 °C	36,7	41,0	1,0
—■—	aus	aus	angepasst	< 180 °C	44,6	56,1	1,4
—◆—	ein	aus	angepasst	180 °C	59,2	84,6	2,1
—▲—	ein	ein	angepasst	180 °C	81,7	110,5	2,7
—○—	ein	ein	angepasst	200 °C	88,1	123,6	3,0

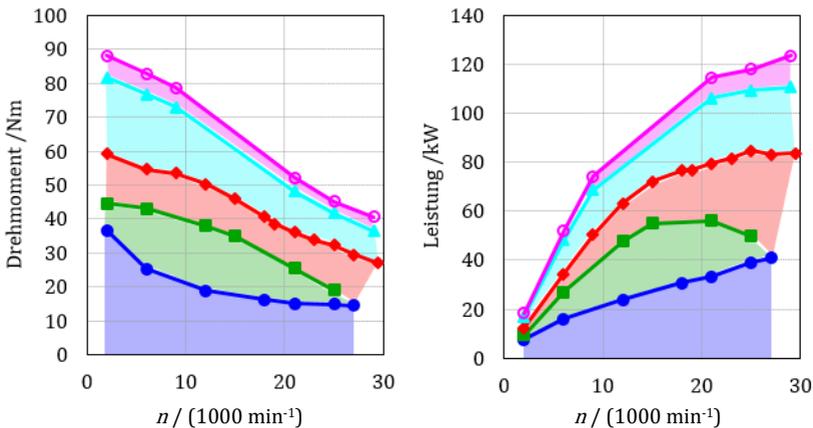


Abbildung 8.25: Thermische Grenzkennlinien im Dauerbetrieb (S1) mit Maßnahmen zur Steigerung der Leistungsdichte. Drehmoment- bzw. Leistungsgewinn sind farbig hervorgehoben.

8.4.4 Verifizierung des thermischen Modells und der für die Auslegung in der Arbeit formulierten Zielkennwerte

In Abschnitt 3.4 wurde ein thermisches Modell der Maschine entwickelt. Mit dem Modell wurden in der Arbeit die Dauerleistungen von Auslegungsvarianten berechnet und jeweils die besten Eigenschaften

ausgewählt und in der Auslegung der Prototypen berücksichtigt. Nachdem in den vorhergehenden Abschnitten die elektromagnetische Auslegung validiert wurde, soll nun auch die Gültigkeit des thermischen Modells bestätigt werden. Im ersten Teil wird das thermische Modell validiert, indem eine mit dem thermischen Modell berechnete Kennlinie mit der Messung verglichen wird. Im zweiten Teil wird geprüft, ob die in der Anforderungsliste geforderten Arbeitspunkte mit dem Antrieb erreicht werden können.

Verifizierung des thermischen Modells

In Abschnitt 8.3 wurden Kennfelder der Einzelverluste aus den Messdaten ermittelt. Die gemessenen Verluste werden als Eingabedaten in das thermische Modell geladen und, analog zur Auslegung, Temperatur- und Erwärmungskennfelder berechnet. Aus den Kennfeldern lassen sich Grenzkennlinien ableiten. Die Grenzkennlinie für maximal 200 °C Wicklungstemperatur wird in Abbildung 8.26 mit der gemessenen Kennlinie verglichen. Das berechnete Drehmoment ist um bis zu 6,4 Nm geringer als gemessen. Die maximale relative Abweichung beträgt 10,6 %, die mittlere relative Abweichung über den gesamten Drehzahlbereich ist 8,2 %. Mögliche Erklärungen für die Abweichung sind:

- Vereinfachungen, die in Abschnitt A.4.1 zur Reduzierung der Anzahl der Knoten des thermischen Modells gemacht wurden. Dabei wurden die Festlegungen so getroffen, dass die Temperaturen als Worst-Case-Abschätzung höher berechnet werden, als die eintretenden Temperaturen.
- Ungenauigkeit in der analytischen Berechnung der Wärmeübergangswiderstände.
- Unterschiede in der angenommenen Aufteilung des Kühlmittels auf Mantel- und Wellenkühlung.
- Fehler in der Messung der Verluste.
- Abweichungen in der Aufteilung der Einzelverluste auf die Verlustarten und auf den Ort der Entstehung.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

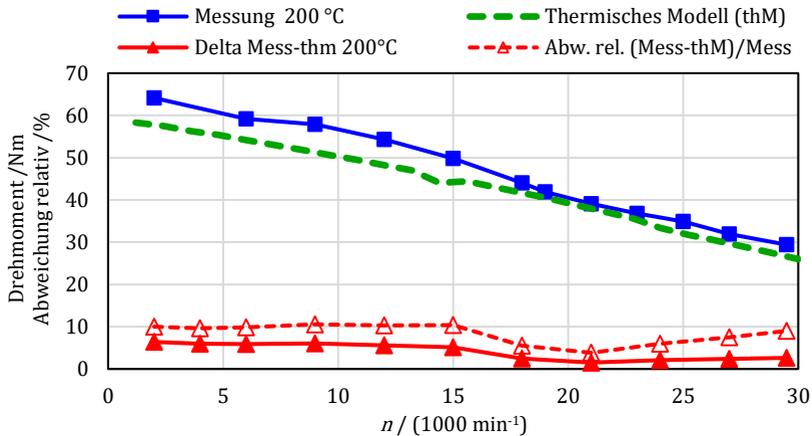


Abbildung 8.26: Gemessene Grenzkennlinie im Dauerbetrieb bei Wicklungstemperatur 200 °C im Vergleich zum Ergebnis des thermischen Modells, bei Vorgabe der gemessenen Einzelverluste.

Die Ergebnisse belegen, dass das thermische Ersatzschaltbild trotz der getroffenen Vereinfachungen sehr gut geeignet ist, die Erwärmung der Maschine vorherzusagen. Voraussetzung dafür ist, dass die Verluste, einschließlich aller Zusatzverluste, genau bekannt sind.

Abgleich der Messergebnisse mit den Zielkennwerten

Zum Abschluss dieses Kapitels werden die bisher erzielten Messergebnisse mit den Anforderungen verglichen, die hinsichtlich des Einsatzes als Antrieb für ein Oberklassefahrzeug gestellt wurden (Tabelle 7, S. 98). In Abbildung 8.27 sind die Anforderungen in zwei Diagrammen dargestellt. Die Diagramme zeigen die Anforderungen als Werte von Drehmoment und Leistung als Funktion der Drehzahl. Die Drehmomente und Drehzahlen sind vom Rad auf die Motorwelle umgerechnet. Für das Getriebe wurde ein Wirkungsgrad von 95 % für alle Arbeitspunkte angenommen. Forderungen für Kurzzeitbetrieb, 30 s, sind voll ausgefüllt dargestellt, Forderungen für Dauerbetrieb, S1, sind hell ausgefüllt. Die aufgeführten Anforderungen sind in der Abbildung markiert.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

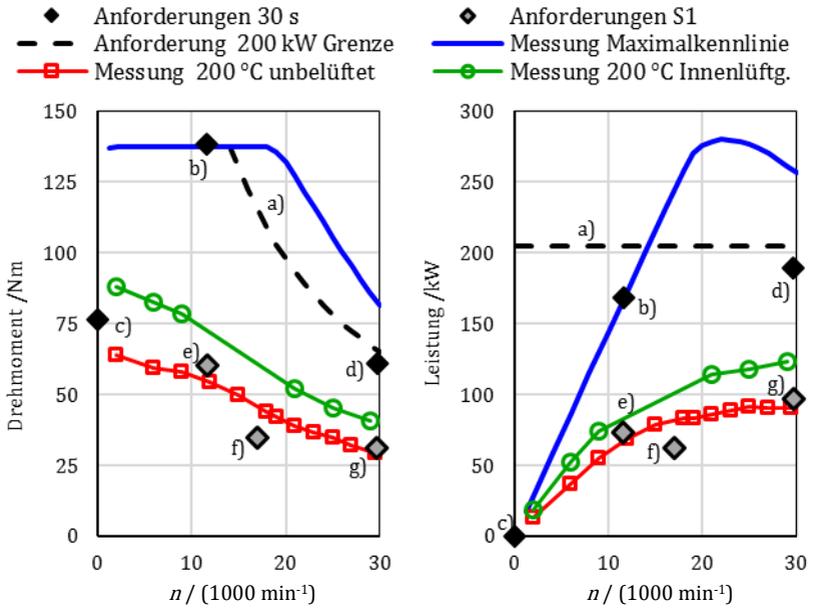


Abbildung 8.27: Drehmoment- und Leistungsgrenzkennlinien mit Anforderungspunkten eines Oberklassefahrzeugs.

- Anforderung kurzzeitige Maximalleistung 200 kW wird erfüllt. Die maximal erreichte Leistung ist mit der entwickelten Inverter – Motor – Kombination $P_{Pk} = 280$ kW.
- Maximales Beschleunigungsmoment im Grunddrehzahlbereich (bis circa 40 km/h) $M_{max} = 5000$ Nm. Mit der projektierten Getriebeübersetzung wird $M_{max} = 4950$ Nm erreicht. Im Rahmen des Forschungsprojekts ist die Abweichung von 1 % akzeptiert.
- Das Anfahrmoment $M_{Anf} = 2755$ Nm wird im Stillstand erreicht.
- Die kurzzeitige Spitzenleistung bei Maximalgeschwindigkeit $P_{Pk,vm} = 180$ kW wird erreicht.
- Das Dauermoment im Grunddrehzahlbereich $M_{S1} = 2170$ Nm wird mit $i = 38,0$ bis 20,7 km/h bei 200 °C Wicklungstemperatur ohne Innenbelüftung erreicht. Bei 40 km/h, 11620 min^{-1} , können 1960 Nm erreicht werden. Mit zusätzlicher Innenbelüftung ist das maximale Dauermoment bei 40 km/h $M_{S1} = 2620$ Nm.

8 Ergebnisse der Prototypenuntersuchungen

- f) Die Maximalgeschwindigkeit 120 km/h bei 6 % Steigung erfordert mit $i = 18,5$ $M_{6\%} = 34,9$ Nm Dauermoment bei 16.970 min^{-1} an der Motorwelle. Die Maschine erreicht 42 Nm im Dauerbetrieb mit 200 °C Wicklungstemperatur ohne Innenbelüftung.
- g) Die Maximalgeschwindigkeit in der Ebene, $v_{\max,0\%} = 210$ km/h, erfordert 549 Nm Drehmoment am Rad. Mit $i = 18,5$ erreicht der Antrieb 510 Nm. Die Abweichung ist 7 %. Mit Innenbelüftung werden 685 Nm erreicht.

Der Antrieb erfüllt alle für den Einsatz als Antrieb für ein Oberklassefahrzeug gestellten Zielsetzungen. Ohne Innenbelüftung werden zwei Anforderungen im Dauerbetrieb knapp verfehlt. Die Innenbelüftung ermöglicht 32 % bis 38 % höheres Dauermoment. Damit werden alle Anforderungen erfüllt. Durch die Innenbelüftung entsteht eine Reserve, die genutzt werden kann, die Windungszahl der E-Maschine zu erhöhen. Mit höherer Windungszahl erreicht der Antrieb mehr Drehmoment. So kann die Getriebeübersetzung der höchsten Übersetzungsstufe reduziert werden. Der Bauraum und die Masse des Gesamtantriebs werden geringer. Im Fahrzyklus ist der Mittelwert des Stroms bei höherer Windungszahl geringer. Die Verluste im Frequenzumrichter werden geringer und der Zykluswirkungsgrad steigt.

9 Zusammenfassung, Ergebnisse und Fazit

Die vorliegende Arbeit zeigt einen systematischen Ansatz zur Steigerung der Leistungsdichte von elektrischen Maschinen. Als Maß für die Leistungsdichte wird das Verhältnis von Dauerleistung zu Masse der Maschine festgelegt. Die Arbeit bewertet Maßnahmen, die höheres Dauerdrehmoment ermöglichen und erarbeitet ein Konzept für die mechanische Festigkeit, das den Betrieb mit hoher Drehzahl ermöglicht. Der Zusammenhang zwischen erhöhter Drehzahl und Steigerung der Leistungsdichte wird unter Berücksichtigung der mechanischen Festigkeit hergeleitet. Alle Untersuchungen beziehen die besonderen Randbedingungen und Anforderungen für den Einsatz als Traktionsantrieb ein.

Für die Berechnung der Dauerleistung entsteht ein thermisches Modell. Das Modell ermöglicht, in kurzer Simulationszeit den zeitlichen Verlauf der Erwärmung einer Maschine in jedem Arbeitspunkt des Betriebsbereichs zu berechnen. Anhand der thermischen Kennfelder werden Varianten miteinander verglichen und bewertet.

Besondere Aufmerksamkeit wird auf die Berechnung von Eisen- und Zusatzverlusten gelegt. Harmonische und transient-magnetische Berechnungen erlauben die Trennung zwischen Grundwellenverlusten und Zusatzverlusten. Darüberhinaus wird der Anstieg der Verluste bei Umrichterspeisung mit Pulsweitenmodulation im Vergleich zur Speisung mit sinusförmigen Strömen aufgezeigt. Neben den Zusatzverlusten im Eisenkreis werden Wirbelstromverluste in den Rotorstäben berechnet.

Mit Blick auf die Steigerung der Leistungsdichte gibt die Arbeit einen Überblick über Kühlungsarten aus bekannten Anwendungen und aus der Literatur. Sie bewertet deren Eignung für Traktionsantriebe hinsichtlich der Kühlwirkung und des konstruktiven Aufwands.

Ein Vergleich von Kupferdruckguss gegenüber Aluminium als Käfigmaterial von Asynchronmaschinen und eine Untersuchung von CoFe

9 Zusammenfassung, Ergebnisse und Fazit

gegenüber SiFe als Werkstoff für den magnetischen Kreis zeigen weitere Potenziale zur Steigerung der Leistungsdichte. Es wird eine mathematische Beschreibung der Alterung des Isolationssystems als Funktion der Wicklungstemperatur auf die thermische Simulation von Fahrzyklen angewendet. Damit wird erstmals die Alterung des Isolationssystems über die Lebensdauer eines Fahrzeugs bewertet und damit ermöglicht, die Ausnutzung der Maschine zu erhöhen.

Die Erkenntnisse der Untersuchungen führen zu der elektromagnetischen und thermischen Auslegung einer Asynchronmaschine nach den Anforderungen eines Oberklassefahrzeugs. Mit der mechanischen Konstruktion der Maschine werden die Maßnahmen zur Steigerung der Leistungsdichte umgesetzt. Der Rotorkäfig wird in Kupferdruckguss ausgeführt, das Gehäuse nimmt die Wasser-Mantelkühlung auf und integriert eine Innenbelüftung. Eine Wellenkühlung führt die im Rotor entstehenden Verluste ab. Durch ein neuartiges Festigkeitskonzept wird der Betrieb der Prototypen bis 30.000 min^{-1} Maximaldrehzahl, entsprechend 140 m/s Oberflächengeschwindigkeit, ermöglicht. Die hohe Festigkeit wird durch mehrere Lösungsansätze erreicht. Formschlüsse in den Rotornuten sorgen für eine Entlastung der Nutstege im Blechpaket und Endkappen über den Endringen verhindern deren Zerstörung durch Fliehkräfte. Finite Elemente Analysen der Welle-Nabe-Verbindung stellen die Übertragung des Drehmoments vom Rotorpaket auf die Welle sicher.

Nach dem Aufbau der Prototypen schließen umfangreiche Messreihen an den Prüfständen des Elektrotechnischen Instituts die Arbeit ab. Die in dieser Arbeit entstandene Maschine erreicht 123 kW Dauerleistung, die Leistungsdichte ist $p' = 3,0 \text{ kW/kg}$. Gegenüber dem Stand der Technik heutiger permanentmagneterregter Traktionsantriebe wird die Leistungsdichte um den Faktor $1,5 - 2,5$ gesteigert. Gegenüber bekannten Traktions-Asynchronmaschinen beträgt die Steigerung Faktor $3 - 5$.

Abbildung 9.1 stellt die Verbesserung gegenüber dem Stand der Technik graphisch dar. Die Maschine erreicht die Leistungsdichte von 3,0 kW/kg im Drehzahlbereich zwischen 25.000 min⁻¹ und 30.000 min⁻¹.

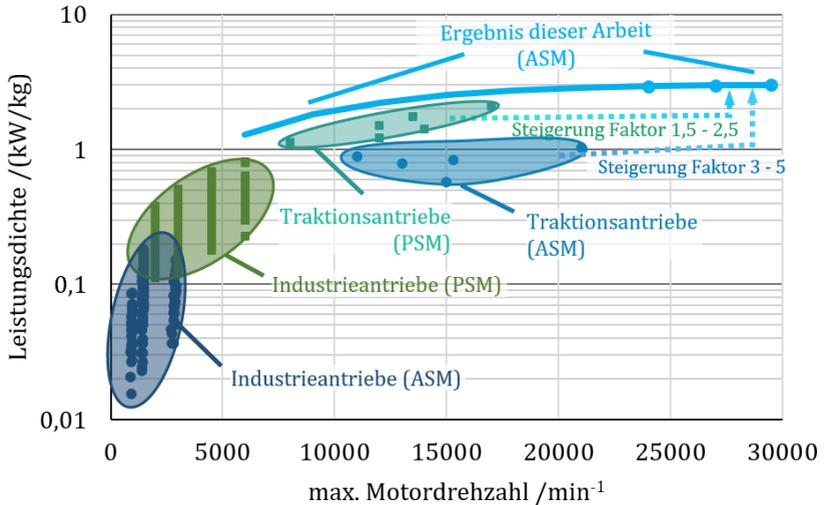


Abbildung 9.1: Einordnung der in dieser Arbeit erzielten Leistungsdichte in eine Übersicht bekannter Antriebe vergleichbarer Baugröße.

Fazit

Die in dieser Arbeit erreichte Steigerung der Leistungsdichte ermöglicht den Bau kompakter und leichter Antriebsmotoren für Elektrofahrzeuge. Die kompakte und leichte Bauweise spart Materialkosten und bietet Einsparpotenzial bei den Handhabungskosten in der Fertigung.

Die Ergebnisse dieser Arbeit heben den Nachteil von Asynchronmaschinen bezüglich Leistungsdichte und Wirkungsgrad gegenüber permanentmagneterregten Synchronmaschinen auf. Mit dem breiteren Einsatz von Asynchronmaschinen wird die Abhängigkeit der Elektromobilität von Seltenerdmetallen verringert.

Die erreichte Dauerleistung übertrifft die Anforderungen des für die Auslegung definierten Oberklassefahrzeugs. Die Marge bietet die Möglichkeit, den Antrieb weiter zu verkleinern und erlaubt Kompromisse, die eine vereinfachte Fertigung der Maschine ermöglichen.

Anhang

A.1 Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
AP	Arbeitspunkt
ASM	Asynchronmaschine
CFD	Computational Fluid Dynamics, numerische Strömungs- berechnung
CoFe	Kobalt-Eisen
ETI	Elektrotechnisches Institut
ESB	Ersatzschaltbild
E-Maschine	Elektrische Maschine
ER	Endring
FEA	Finite Elemente Analyse
Gr.#	Anzahl paralleler Spulengruppen
IPEK	Institut für Produktentwicklung
IR	Infrarot
<i>HIC</i>	Halving Interval Coefficient
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
MTPA	Maximum Torque Per Ampere
MTPV	Maximum Torque Per Volt
PSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
S1	Dauerbetrieb IEC 60034-1
SiFe	Silizium-Eisen
SSM	Stromerregte Synchronmaschine
<i>THD</i>	Total Harmonic Distorsion, harmonische Verzerrung
<i>TI</i>	Temperaturindex
VDI	Verein Deutscher Ingenieure
WDR	Wellendichtring
WLTP	Worldwide Light Vehicles Test Procedure
WNV	Welle – Nabe – Verbindung
2D, 3D	zweidimensional, dreidimensional

A.2 Formelzeichenverzeichnis

Formelzeichen	Einheit	Verwendung
Lateinische Formelzeichen		
a, b, c	-	Proportionalitätsfaktoren
A	A/m	Strombelag
AP_1, AP_2	-	Arbeitspunkte
$A(t), A_0$	-	qualitatives Maß für intakte Molekülketten
b_{SN}	m	Breite, Statornut
b_{SZ}	m	Breite, Statorzahn
B	T	Flussdichte
$\hat{B}_{\delta,1}$	T	Grundwellenamplitude der Luftspaltflussdichte
\hat{B}_{Sj}	T	Flussdichteamplitude im Statorjoch
$\hat{B}_{SZ,max}$	T	Maximale der Flussdichteamplitude im Zahn
\bar{B}_{δ}	T	Mittelwert der Luftspaltflussdichte
C_p	J/K	Wärmekapazität
C_{mech}	Ws/m ³	Essonscher Ausnutzungsfaktor
d	m	Blechdicke
d_h	m	hydraulischer Durchmesser
D	m	Durchmesser, Luftspaltdurchmesser
D_a, D_i	m	Durchmesser, innen, außen
D_F	m	Fugendurchmesser
E	N/mm ²	Elastizitätsmodul
E_A	J	Aktivierungsenergie
E_h	V	Hauptfeldspannung
f	Hz	Frequenz
f_1	Hz	Grundfrequenz
f_R	Hz	elektrische Rotorfrequenz
f_{Takt}	Hz	Taktfrequenz der Pulsweitenmodulation
F_f	-	Frequenzfaktor (Interaktion zwischen Molekülen)
F_g	-	Geometriefaktor
h_{DS}	m	Höhe, Deckschieber
h_{Sj}	m	Höhe, Statorjoch (ggf: IL:Innenläufer, AL: Außenläufer)

h_{SN}	m	Höhe, Statornut (ggf: IL:Innenläufer, AL: Außenläufer)
HIC	K	Halving Interval Coefficient
i	-	Getriebeübersetzung
I	A	Strom
I_{eff}	A	Stromeffektivwert
I_d, I_q	A	Strom, d-, q-Achse
I_S	A	Statorstrom
j	-	imaginäre Einheit
J	kgm^2	Massenträgheitsmoment
J_{SN}	A/m^2	Stromdichte in der Statornut
J_{Pk-Pk}	A/m^2	Amplitudenwert der Stromdichte Spitze-Spitze
k	%	Klirrfaktor
k	-	Reaktionskonstante
k_{exc}	$\text{m}^2\text{A}^{1,5}\text{s}^{-1,5}\text{kg}^{-0,5}$	Zusatz-Eisenverlustkoeffizient (Excess-Verluste)
k_h	$\text{Wm}^2\text{V}^{-2}\text{s}^{-1}$	Hysterese-Eisenverlustkoeffizient
k_{rb}	-	Vorfaktor mechanische Verluste
l	m	Magnetlänge in Magnetisierungsrichtung
l_{Er}	m	Endringlänge (axial)
l_{Fe}	m	Eisenlänge (Aktivteil)
L_0	h	erwartete Lebensdauer
M	Nm	Drehmoment
M_i	Nm	inneres Drehmoment
n	min^{-1}	Drehzahl
N_1	-	Statornutzahl
p	-	Polpaarzahl
Δp	bar	Druckdifferenz, Strömungswiderstand
p_F	Pa	Fugendruck
P'	W/m^3	Leistungsdichte (volumenbezogen)
p'	W/kg	Leistungsdichte (massebezogen)
P_{Cu2}	W	Stromwärmeverluste im Rotor
P_{Fe}	W	Eisenverluste
P_{class}	W	Wirbelstrom-Eisenverlustanteil (classical)
P_{exc}	W	Zusatz-Eisenverlustanteil (excess)
P_{hyst}	W	Hysterese-Eisenverlustanteil
P_{Lag}	W	Lagerreibungsverluste
P_{Luft}	W	Luftreibungsverluste

A Anhang

P_{mech}	W	mechanische Leistung
$P_{\text{mech,S1}}$	W	mechanische Dauerleistung (S1-Betrieb)
$P_{\text{Rb,Luft}}$	W	mechanische Verluste (Reibung, Lager, Luft)
P_{S1}	W	Dauerleistung
$P_{\text{S,i}}$	VA	innere Scheinleistung
$P_{\text{V,mech}}$	W	mechanische Verluste
\dot{Q}	W	Wärmestrom
r_{m}	m	mittlerer Luftspaltradius
$r_{\text{R,a}}$	m	Rotoraußenradius
$r_{\text{S,i}}$	m	Statorinnenradius
R		allgemeine Gaskonstante
R	Ω	elektrischer Widerstand
R_1	Ω	Statorwiderstand
R_{20}	Ω	Widerstand bei 20°C
R_{LL}	Ω	Leiter-Leiter Widerstand
R_{th}	K/W	thermischer Widerstand
$R_{\text{p0,2}}$	Pa	Dehngrenze
R_{m}	Pa	Zugfestigkeit
S_{δ}	m ²	Luftspaltfläche
S_{SN}	m ²	Statornutfläche
t	s	Zeit
T	K	absolute Temperatur
T_{am}	-	modifizierte Taylorzahl
THD	%	Total Harmonic Distorsion, harmonische Verzerrung
TI	°C	Temperaturindex
u	m/s	Umfangsgeschwindigkeit
u_{ind}	V	induzierte Spannung
U	V	elektrische Spannung
U_{DC}	V	Gleichspannung (Batterie, Zwischenkreis)
U_{S}	V	elektrische Spannung, Stator
U_{d}	V	Spannungskomponente, d-Achse
U_{q}	V	Spannungskomponente, q-Achse
U_{M}	m	absolutes Übermaß
v	km/h	Fahrzeuggeschwindigkeit
\dot{V}	l/min	Durchflussvolumen
w_{Sp}	-	Spulenwindungszahl
α_{Cu}	1/K	Temperaturkoeffizient des Widerstands, Kupfer

$\alpha_{\text{th,SJ-Geh}}$	W/m ² K	Wärmeübergangskoeffizient, Statorjoch - Gehäuse
-----------------------------	--------------------	---

Griechische Formelzeichen

B	-	Drehzahlabhängige Konstante für Luftreibmoment
δ	m	Luftspaltweite
ϵ	%	Dehnung
η	%	Wirkungsgrad
κ	W/mK	spezifische Wärmeleitfähigkeit
$\kappa_{\text{BL,XY}}$	W/mK	spezifische Wärmeleitfähigkeit, Blechpaket, richtungsabhängig
$\kappa_{\text{BL,Z}}$		
$\kappa_{\text{Wick,XY}}$	W/mK	spezifische Wärmeleitfähigkeit der Wicklung, richtungsabhängig
$\kappa_{\text{Wick,Z}}$		
μ	-	Querdehnzahl
ρ	kg/m ³	spezifische Dichte
Φ_{P}	Wb	Polfluss
$\widehat{\Phi}_{\text{SZ}}$	Wb	Flussamplitude im Statorzahn
Λ	W/K	thermische Leitwertmatrix
$\Lambda, \Lambda_{\text{S}}, \Lambda_{\delta}$	-	Formbeiwerte, stirnseitig, im Luftspalt
σ	S/m	spezifische Leitfähigkeit
σ	Pa	mechanische Zugspannung / Vergleichsspannung
σ	N/mm ²	Dreh Schub
τ	s	Integrationsvariable der Zeit
τ_{N}	m	Nutteilung
τ_{p}	m	Polteilung
ϑ	°C	Temperaturvektor
ω_{S}	s ⁻¹	elektrische Kreisfrequenz, Stator
Ω_{S}	s ⁻¹	elektrische Winkelgeschwindigkeit, Stator
Ω	s ⁻¹	mechanische Winkelgeschwindigkeit
ξ_1	-	Grundwellen-Wickelfaktor
$\xi_{\text{w,M}}$	-	bezogenes Übermaß
Ψ_{S}	Wb	Flussverkettung, Stator
$\Psi_{\text{d}}, \Psi_{\text{q}}$	Wb	Flussverkettung, d-, q-Achse
Ψ_{PM}	Wb	Flussverkettung, permanentmagneterregt
ν	mm ² /s	kinematische Viskosität
ζ	-	Widerstandsbeiwert der Strömung

A.3 Anforderungsliste im Projekt Effect360°

Tabelle 14: Anforderungsliste für die Fahrzeugklassen im Projekt Effect360°

Anforderung	Klein- wagen	Mittel- klasse	Ober- klasse	Einheit
Raddurchmesser r_{dyn}	0.297	0.317	0.347	m
Luftwiderstandsfläche $C_w \times A$	0.7	0.7	0.7	m ²
Rollreibungskoeffizient	0.008	0.008	0.008	---
Rotations-Massenträgheit der Räder	4 x1,4	4 x1,4	4 x1,4	kgm ²
P_{Peak} (30s) @350V DC	100	140	200	kW
n_{max} , EM-Welle	30,000	30,000	30,000	min ⁻¹
$P_{Peak, Rad}$ @ $v_{max}0\%$ (30s, 350V DC)	>90	>125	>180	kW
$v_{max}@ 0\%$	140	180	210	km/h
$v_{max}@ 6\%$	100	100	120	km/h
$M_{rad, Dauer}$ (30min, 350V DC)	880	1750	2170	Nm
$M_{rad, Peak}$ (30s, 350V DC)	2000	2900	>5000	Nm
0 - 60 km/h	<4,5	<4	<3,5	s
0 - 100 km/h	<9	<8	<6,5	s
0 - 10 m	<2,5	<2,5	<2	s
Elastizität 60-120 km/h	7	5.5	5.5	s
Maximale Steigfähigkeit	35	35	35	%
$m_{Fahrleistung}$	1100	1800	1950	kg
m_{zGG}	1150	2160	2450	kg
Auslegungsspannung	350	350	350	V
Betriebsspannungsbereich	250 - 450	250 - 450	250 - 450	V
Gewichtsverteilung VA/HA	40/60	50/50	50/50	-
Druckverlust über Aggregat	<1000	<1000	<1000	mbar
Volumenstrom Kühlmittel	8	8	8	ℓ/min
Temperatur VL max.	65	65	65	°C

A.4 Thermisches Ersatzschaltbild

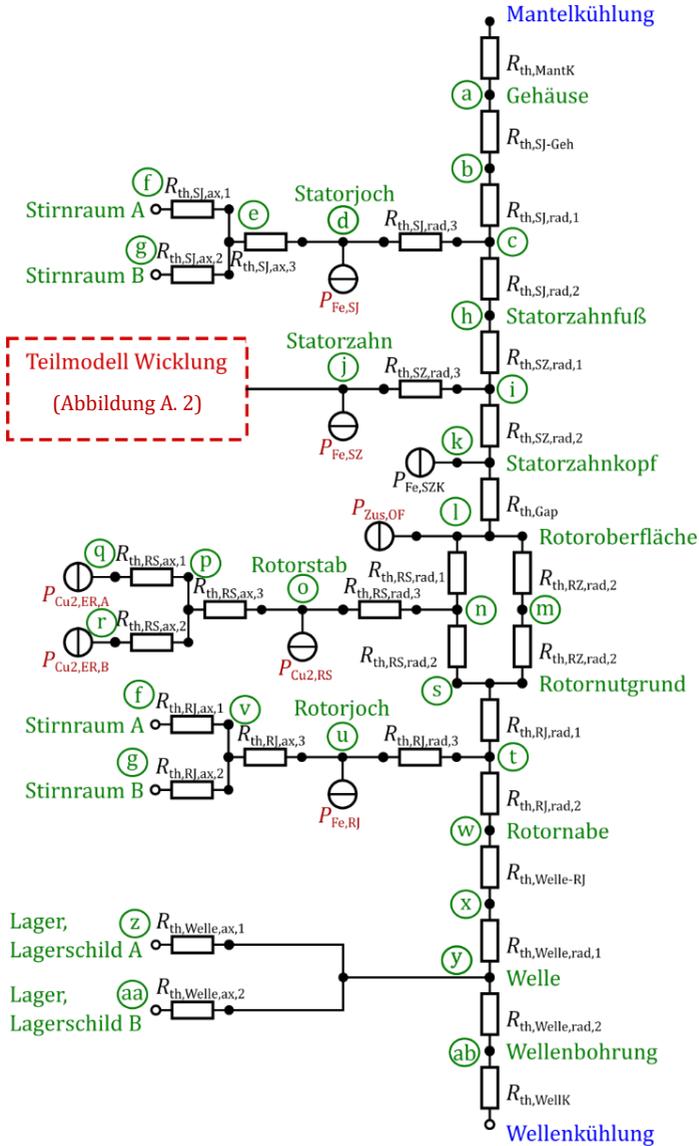
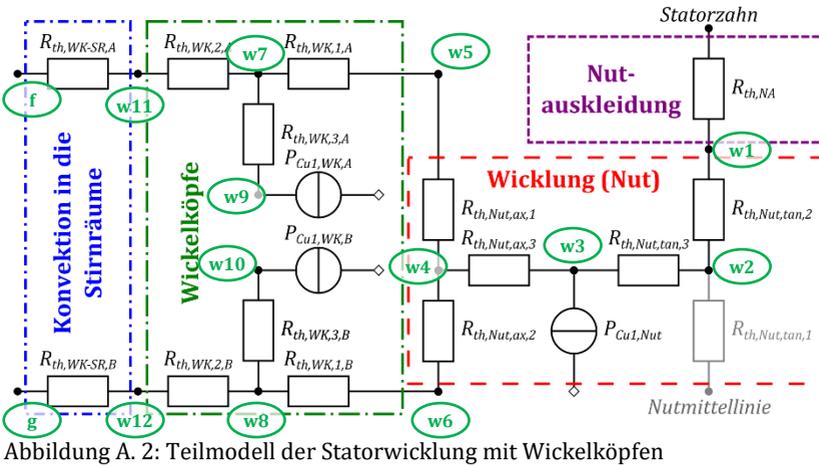


Abbildung A. 1: Thermisches Ersatzschaltbild einer Asynchronmaschine.
Zweidimensionale Betrachtung in radiale und axiale Richtung.



A.4.1 Vereinfachung des thermischen Ersatzschaltbilds

Herleitung und Begründung der Vereinfachungen, die vom vollständigen Ersatzschaltbild zur reduzierten Form führen. Der Verlust an Genauigkeit des neuen Ersatzschaltbilds gegenüber dem ausführlichen Modell ist geringfügig.

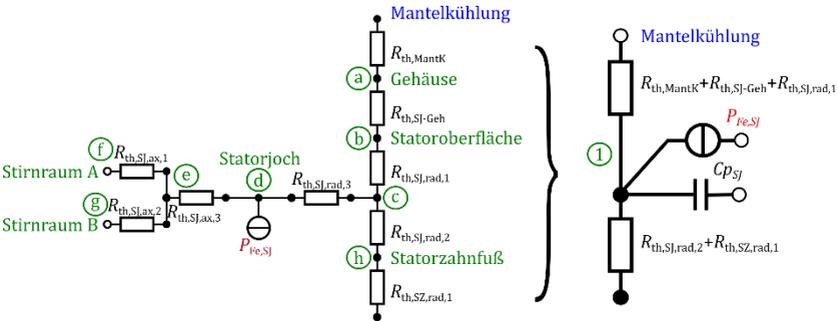


Abbildung A. 3: Vereinfachung des thermischen ESB zwischen Statorzahn und Mantelkühlung

Tabelle 15: Vereinfachungen im Statorpaket und in der Mantelkühlung

1	Symmetrie bezüglich A- und B-Seite.	(f) ∪ (g) (q) ∪ (r) (z) ∪ (aa)
2	Zusammenfassung der Widerstände zwischen Statorjoch und Mantelkühlung. $R_{th,Mantk} + R_{th,SJ-Geh} + R_{th,SJ,rad,1}$	(a), (b)
3	Vernachlässigung der axialen Wärmeleitung im Statorjoch. $R_{th,SJ,ax,1,2,3}$ fallen weg	(e)
4	Geringe Abweichung zwischen thermischem Mittelwert und linearem Mittelwert im Statorjoch. Einspeisung der Eisenverluste in Knoten (c). => neuer Knoten ① $R_{th,SJ,rad,3}$ fällt weg	(d) (c) => ①
5	Keine explizite Berechnung der Temperatur im Statorzahnfuß $R_{th,SJ,rad,1} + R_{th,SZ,rad,1}$	(h)

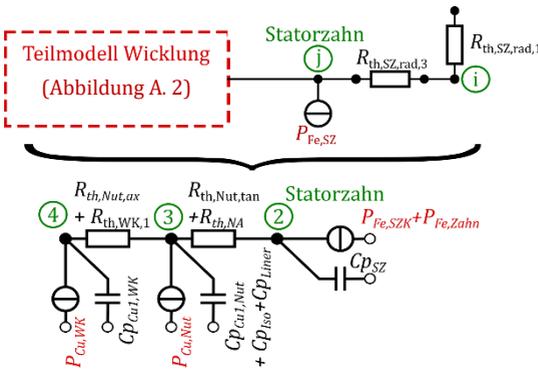


Abbildung A. 4: Vereinfachung des thermischen ESB im Bereich von Statorwicklung und Statorzähnen

A Anhang

Tabelle 16: Vereinfachungen in der Wicklung

6	Symmetrie bezüglich A- und B-Seite.	(w5) U (w6) (w7) U (w8) (w9) U (w10) (w11) U (w12)
7	Keine explizite Berechnung der Temperatur an der Innenseite der Nutauskleidung. $R_{th,NA} + R_{th,Nut,tan,2}$	(w1)
8	Keine explizite Berechnung der Maximaltemperatur in der Nut. Kein Wärmestrom über die Nutmittellinie $R_{th,Nut,tan,1}, R_{th,Nut,tan,3} + R_{th,NA} + R_{t,Nut,tan,2}$	(w2)
9	Thermischer Mittelwert Knoten (w3) wird Knoten ③ im reduzierten ESB	(w3) => ③
10	Keine explizite Berechnung der Temperatur an den Enden der Nuten (Schnittstelle zu Wickelköpfen)	(w4), (w5), (w6)
11	Keine Berechnung des thermischen Mittelwerts im Wickelkopf. Maximaltemperatur im Wickelkopf ist entscheidend. [(w7) U (w8)] => ④ im neuen ESB $R_{th,WK,3,A,B}$	(w9), (w10) (w7) U (w8) => ④
12	Ohne Innenbelüftung ist die Konvektion in die Wickelkopfräume nachrangig und wird für die Kennfeldberechnung nicht berücksichtigt.	(w11), (w12)
13	Keine Berechnung des thermischen Mittelwerts der Statorzähne. Knoten (i) nimmt die Eisenverluste der Statorzähne auf und verbindet das Teilmodell der Wicklung mit dem Gesamtmodell. Knoten (i) wird im reduzierten Modell mit ② benannt $R_{th,SZ,rad,3}$	(i) => ②

Tabelle 17: Vereinfachungen im Bereich des Luftspalts und im Rotor

14	Addieren der Verluste der Statorzahnköpfe zu den Verlusten der Statorzähne $R_{th,SZ,rad,2} + R_{th,Gap}$	(k)
15	Zusammenfassen der Rotorstäbe und -zähne in radiale Richtung zu einem Knoten. Addieren der	(n), (m), (l), (s)

- Eisenverluste der Zähne zu den Stromwärmeverlusten der Stäbe.
- $R_{th,RS,rad,1,2,3}$, $R_{th,RZ,rad,1,2}$
- 16 Addition der Verluste an der Oberfläche des Rotors zu den Verlusten der Stäbe.
- 17 Wegen der Endkappen geringe Konvektion in die Stirnräume. Addition der Verluste der Endringe zu den Stäben. Der gesamte Käfig wird mit einem Knoten abgebildet. => ⑤ im neuen ESB.
- $R_{th,RS,ax,1,2,3}$
- 18 Praktisch keine axiale Wärmeleitung im Rotorblechpaket. (v)
- $R_{th,RJ,ax,1,2,3}$
- 19 Addition der Eisenverluste im Rotorjoch zu den übrigen Rotorverlusten in Knoten ⑤. (t), (tt)
- $R_{th,RJ,rad,1} + R_{th,RJ,rad,2}$
- 20 Keine explizite Berechnung der Temperatur der Rotornabe. (w), (x)
- $\dots + R_{th,Welle-RJ} + R_{th,Welle,rad,1}$
- 21 Keine Bedeutung der axialen Wärmeleitung in der Welle bei Betrieb mit Wellenkühlung. (z), (aa)
- $R_{th,Welle,ax,1,2}$
- 22 Keine explizite Berechnung der Temperaturen in der Welle und an den Wänden der Wellenkühlung. (y), (ab)
- $R_{th,Welle,rad,2} + R_{th,WelleK}$

Von ursprünglich 40 Knoten und 46 Widerständen wurde das Modell auf fünf Knoten und sechs Widerstände verkleinert.

A.4.2 Berechnung von Elementen des thermischen Ersatzschaltbilds

Tabelle 18: Thermodynamische Materialkonstanten

Größe	Wärmeleitfähigkeit	spez. Wärmekapazität	spez. elektr. Leitwert	spez. Dichte
Formelzeichen	κ	c_p	ρ	D
Einheit	W/(m·K)	J/(kg·K)	1/(Ω ·m)	kg/m ³
Kupfer	401	385	58,1e6	8930
Aluminium	235	897	37,7e6	2699
Elektroblech	30,0	460	2·10 ⁶	7600 – 7800 (7650 typ.)
Blechpaket radial (parallel zur Schichtung)	28,8			
Blechpaket axial (normal zur Schichtung)	1,4 – 2,6			
Magnete NdFeB	5-15	350-550	0,67e6	7500-7700
Isolierlack (Polyamide)	0,20	2300		1130
Luft	0,03			

A.4.2.1 Wärmeübertragung in der Mantelkühlung und in der Wellenkühlung nach [52]

Der Wärmeübergang von einem Festkörper in die Kühlflüssigkeit wird für die Mantelkühlung und für die Wellenkühlung nach dem VDI Wärmeatlas [52] in der gleichen Weise berechnet.

1. Berechnen der Reynoldszahl Re in Abhängigkeit der Strömungsgeschwindigkeit v , des hydraulischen Durchmessers d_h , und der kinematischen Viskosität ν .

$$Re = \frac{v d_h}{\nu} \quad (\text{A.1})$$

2. Bestimmen der Turbulenz in der Strömung:
 - $Re \leq 2300$: laminar
 - $2300 < Re \leq 10^4$: Übergangsbereich
 - $10^4 < Re$: turbulent
3. Berechnung der Nusselt-Zahl Nu anhand von Näherungsformeln, die aus empirischen Messreihen gewonnen wurden.

Für rein laminare und für rein turbulente Strömungen werden unterschiedliche Näherungsgleichungen für die Nusselt-Zahl angegeben. Im Übergangsbereich wird die Nusselt-Zahl durch Gewichtung der Grenzwerte bei $Re = 2300$ und $Re = 10^4$ berechnet.

4. Berechnung des Wärmeübergangskoeffizienten α aus der Nusselt-Zahl Nu , der Wärmeleitfähigkeit λ des Kühlmittels und dem hydraulischen Durchmesser d_h des Kühlkanals.

$$\alpha = Nu \frac{\lambda}{d_h} \quad (\text{A.2})$$

5. Berechnung des thermischen Widerstands R_{th} aus dem Wärmeübergangskoeffizienten α und der wirksamen benetzten Mantelfläche des Kanals.

Berechnung der Wärmeübertragung in der Mantelkühlung

Hydraulischer Durchmesser $d_{h,MK}$ eines Kühlkanals der Mantelkühlung ([49], Band G1 Kapitel 3 und Kapitel 4)

$$d_{h,MK} = 4 \frac{A}{U} \quad (\text{A.3})$$

Die Nusselt-Zahl $Nu_{L,MK}$ der laminaren Strömung, $Re_{MK} \leq 2300$ wird aus drei Anteilen berechnet

$$Nu_{L,MK,1} = 4,364 \quad (\text{A.4})$$

$$Nu_{L,MK,2} = 1,953 \sqrt[3]{Re_{MK} \cdot Pr \cdot \frac{d_{h,MK}}{l}} \quad (\text{A.5})$$

$$Nu_{L,MK,3} = 0,924 \sqrt[3]{Pr} \cdot \sqrt{Re_{MK} \frac{d_i}{l}} \quad (\text{A.6})$$

$$Nu_{L,MK} = \sqrt[3]{4,364^3 + 0,6^3 + (Nu_{L,MK,2} - 0,6)^3 + Nu_{L,MK,3}^3} \quad (\text{A.7})$$

Pr: Prandtl-Zahl des Kühlmediums. Wasser-Glykol $Pr = 11,6$.

A Anhang

Nusselt-Zahl $Nu_{T,MK}$ der turbulenten Strömung $Re_{MK} > 10^4$

$$Nu_{T,MK} = \frac{(\xi/8) Re_{MK} \cdot Pr}{1 + 12,7 \cdot \sqrt{\xi/8} (Pr^{2/3} - 1)} \left[1 + \frac{1}{3} \left(\frac{d_i}{l} \right)^{2/3} \right] \quad (\text{A.8})$$

mit der Länge l des Kühlkanals und

$$\xi = (1,8 \log_{10} Re_{MK} - 1,5)^{-2} \quad (\text{A.9})$$

Im Übergangsbereich $2300 < Re < 10^4$ werden die laminaren und turbulenten Anteile der Strömung durch den Intermittenzfaktor γ gewichtet.

$$\gamma = \frac{Re_{MK} - 2300}{10^4 - 2300} \text{ und } 0 \leq \gamma \leq 1 \quad (\text{A.10})$$

Die Nusselt-Zahl $Nu_{\dot{U},MK}$ ist damit

$$Nu_{\dot{U},MK} = (1 - \gamma) Nu_{L,2300,MK} + \gamma Nu_{L,10^4,MK} \quad (\text{A.11})$$

Berechnung der Wärmeübertragung im Ringspalt der Wellenkühlung

Die Näherungsgleichungen weichen wegen der unterschiedlichen Form des Spalts von der Berechnung ab. Der Berechnungsweg ist analog zur Berechnung der Wärmeübertragung in der Mantelkühlung. Betrachtet wird nur der Fall der Wärmeübertragung an der Außenwand des Ringkanals ([49], Band G2 Kapitel 1, Fall a)

Hydraulischer Durchmesser $d_{h,RS}$ im Ringspalt

$$d_{h,RS} = d_a - d_i \quad (\text{A.12})$$

Durchmesser Verhältnis a

$$a = \frac{d_i}{d_a} \quad (\text{A.13})$$

Nusselt-Zahl $Nu_{L,RS}$ der laminaren Strömung, $Re_{RS} \leq 2300$

$$Nu_{L,RS,1} = 3,66 + 1,2\sqrt{a} \quad (\text{A.14})$$

$$Nu_{L,RS,2} = f_g \cdot \sqrt[3]{Re_{RS} Pr d_{h,RS}/l} \quad (\text{A.15})$$

$$Nu_{L,RS,3} = 0,924 \sqrt[3]{Pr} \cdot \sqrt{Re_{RS} \frac{d_i}{l}} \quad (\text{A.16})$$

$$Nu_{L,RS} = \sqrt[6]{\frac{2}{1 + 22 Pr}} \cdot \sqrt{Re Pr d_{h,RS}/l} \quad (\text{A.17})$$

Mit dem Geometriefaktor f_g

$$f_g = 1,615(1 + 0,14 \cdot \sqrt[3]{d_a/d_i}) \quad (\text{A.18})$$

Nusselt-Zahl $Nu_{T,RS}$ der turbulenten Strömung $Re_{RS} > 10^4$

$$Nu_{T,RS} = \frac{(\xi_{RS}/8) Re_{RS} \cdot Pr}{k_1 + 12,7 \sqrt{\frac{\xi_{RS}}{8}} (Pr^{2/3} - 1)} \left[1 + \frac{1}{3} \left(\frac{d_i}{l} \right)^{2/3} \right] F_{RS} \quad (\text{A.19})$$

mit der Länge l des Kühlkanals, dem Druckverlustbeiwert ξ_{RS} und einem Faktor F_{RS} . Der Druckverlustbeiwert wird im Fall des Ringspalts abhängig vom Durchmesser Verhältnis a berechnet.

$$\xi_{RS} = (1,8 \log_{10} Re_{RS}^* - 1,5)^{-2} \quad (\text{A.20})$$

$$Re_{RS}^* = \frac{[1 + a^2] \ln a + [1 - a^2]}{[1 - a]^2 \ln a} \quad (\text{A.21})$$

$$F_{RS} = (0,9 - 0,15a^{0,6}) \quad (\text{A.22})$$

Im Übergangsbereich $2300 < Re < 10^4$ werden die laminaren und turbulenten Anteile der Strömung durch den Intermittenzfaktor γ gewichtet.

$$\gamma = \frac{Re_{RS} - 2300}{10^4 - 2300} \text{ und } 0 \leq \gamma \leq 1 \quad (\text{A.23})$$

Die Nusselt-Zahl $Nu_{\dot{U},RS}$ ist damit

$$Nu_{\dot{U},RS} = (1 - \gamma)Nu_{L,2300,RS} + \gamma Nu_{L,10^4,RS} \quad (\text{A.24})$$

Gegenüberstellung der Werte der Wärmeübertragungen im Ringspalt und in der Wellenkühlung

Tabelle 19: Kennwerte der Wellenkühlung und der Mantelkühlung

	Wellen- kühlung	Mantelkühlung		
Volumenstrom \dot{V}	3,5	4,5	8	ℓ/min
Bohrungsdurchmesser d_a	10	-	-	mm
Lanzendurchmesser d_i	8,5	-	-	mm
Kühlkanal Umfang U	-		24	mm
Kühlkanal Fläche A	21,8		34,7	mm ²
Hydraulischer Durchmesser d_h	1,5		5,8	mm
Kinematische Viskosität Wasser/Glykol ν			1	μPa·s
Fließgeschwindigkeit v	2,7	1,1	1,9	m/s
Reynolds-Zahl Re	3230	4970	8830	-
Nusselt-Zahl Nu	19,6	113	183	-
Wärmewiderstand R_{th}	34,9	2,2	1,5	K/kW

A.4.2.2 Wärmewiderstände in der Welle

Thermischer Widerstand in radiale Richtung zwischen Wellenoberfläche und Wellenbohrung

$$R_{th,W,r} = \frac{1}{\kappa_{St} 2\pi l_{Fe}} \ln \left(\frac{r_{Sh}}{r_{WKa}} \right) = 47,4 \frac{K}{kW}$$

In axiale Richtung wird die Wärme homogen über die Länge verteilt in die Welle eingetragen. Beide Wellenenden können als symmetrisch

betrachtet werden. Der thermische Widerstand in axialer Richtung aus der Welle heraus zu den Enden des Blechpakets ist also

$$R_{th,W,a} = \frac{l_{Fe}}{4\kappa_{St}\pi(r_{Sh}^2 - r_{Wekü,a}^2)} = 1,10 \frac{K}{W}$$

A.4.2.3 Wärmeleitung in den Blechpaketen

Stapelfaktor der Blechpakete $k_s = 0,92 - 0,97$

Anteil der Isolationsschicht: $2 \mu\text{m}/500 \mu\text{m}$ bis $8 \mu\text{m}/200 \mu\text{m}$ (typisch $4 \mu\text{m}/300 \mu\text{m}$). Entspricht $0,4\% - 4,0\%$ ($1,3\%$)

Der Wärmeleitwert in geschichteten Materialien wird als Serienschaltung der Leitwerte der einzelnen Schichten berechnet.

$$\kappa_{Schicht} = \frac{\prod_{i=1}^N \kappa_i}{\sum_{i=1}^N (a_i \prod_{j \neq i} \kappa_j)} \quad (\text{A.25})$$

κ_i : Leitwert Material i

a_i : Schichtanteil Material i

Abschätzung des möglichen Wertebereichs für den spezifischen Leitwert in Stapelrichtung

Der Schichtaufbau in Blechpaketen elektrischer Maschinen ist von der Fertigungstechnologie, von der verwendeten Blechdicke und der Art der Isolationsschichten zwischen den Blechen abhängig. Mit den vier gegebenen Beispielen soll der Wertebereich des spezifischen Leitwerts eingegrenzt werden. Die beiden ersten Beispiele geben mit zwei unwahrscheinlichen Szenarien die Ober- und Untergrenzen des möglichen Wertebereichs an. Mit den beiden weiteren Beispielen wird der Wertebereich abgegrenzt, in dem der Leitwert der verwendeten Blechpakete erwartet wird.

1. Minimal: homogene Luftschichten zwischen den Blechen:
 $k_s = 0,92$; $k_i = 0,4 \%$; $\Rightarrow a = 0,92$; $b = 0,004$; $c = 1 - k_s - k_i = 0,076$

A Anhang

$$\kappa_{Bl_z} = \frac{\kappa_a \kappa_b \kappa_c}{a \kappa_b \kappa_c + b \kappa_a \kappa_c + c \kappa_a \kappa_b} = 0,39 \frac{W}{mK} \text{ (unwahrscheinlich)}$$

2. Maximal: $k_s = 0,97$; $k_l = 0,004$; kein Einfluss der Lufteinschlüsse:
 $a = 0,97/0,974 = 0,996$; $b = 0,0041$

$$\kappa_{Bl_z} = \frac{\kappa_a \kappa_b}{a \kappa_b + b \kappa_a} = 18,6 \frac{W}{mK} \text{ (unwahrscheinlich)}$$

3. Blech 0,3 mm; Backlack 7 μm ; $k_s = 0,97$:

$$a = 0,97; b = 7/(300/0,97) = 0,0226; c = 1-a-b = 0,00737$$

$$\kappa_{Bl_z} = \frac{\kappa_a \kappa_b \kappa_c}{a \kappa_b \kappa_c + b \kappa_a \kappa_c + c \kappa_a \kappa_b} = 2,56 \frac{W}{mK}$$

4. Blech 0,3 mm; Backlack 7 μm :

$$k_s = 0,96; a = 0,96; b = 7/(300/0,96) = 0,0224; c = 1-a-b = 0,0176$$

$$\kappa_{Bl_z} = \frac{\kappa_a \kappa_b \kappa_c}{a \kappa_b \kappa_c + b \kappa_a \kappa_c + c \kappa_a \kappa_b} = 1,37 \frac{W}{mK}$$

Es wird erwartet, dass der spezifische Wärmeleitwert in den Blechpaketen in Richtung der Schichtung (axial) im Wertebereich zwischen 1,37 W/mK bis 2,56 W/mK liegt.

Aus dem Verhältnis der Querschnittsflächen der Blechpakete zu den Querschnittsflächen der elektrischen Leiter, multipliziert mit den jeweiligen Wärmeleitwerten wird das Verhältnis der thermischen Widerstände von Blechpaket zu Wicklung abgeschätzt:

$$\text{Leitwertverhältnis} \frac{\text{Kupfer}}{\text{Blechpaket}} \approx \frac{401 \frac{W}{mK}}{2,56 \frac{W}{mK}} \dots \frac{401 \frac{W}{mK}}{1,37 \frac{W}{mK}} \approx 160 \dots 300$$

Aus der Statorgeometrie:

$$\text{Flächenverhältnis} \frac{\text{Blechpaket}}{\text{Wicklung}} \approx \frac{11,1 \cdot 10^3 \text{ mm}^2}{1,1 \cdot 10^3 \text{ mm}^2} \approx 10 \text{ (Füllfaktor 0,43)}$$

$$\text{Verhältnis der Widerstände} \frac{\text{Blechpaket}}{\text{Wicklung}} \approx 16 \dots 30$$

Aus der Rotorgeometrie:

$$\text{Flächenverhältnis} \frac{\text{Blechpaket}}{\text{Käfig}} \approx \frac{4 \cdot 10^3 \text{ mm}^2}{1,12 \cdot 10^3 \text{ mm}^2} \approx 3,6$$

$$\text{Verhältnis der Widerstände} \frac{\text{Blechpaket}}{\text{Käfig}} \approx 40 \dots 80$$

Spezifischer Wärmeleitwert quer zur Stapelrichtung

Der Wärmeleitwert in den Blechpaketen quer zur Schichtung wird als Parallelschaltung anteilig aus den einzelnen Schichten gebildet:

$$\kappa_{\text{Bl,XY}} = k_S \kappa_{\text{Bl}} + k_I \kappa_I + (1 - k_S - k_I) = 28,8 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$$

Radialer Wärmewiderstand der Statorzähne

$$R_{\text{th,SZ,r}} = \frac{h_{\text{SZ}}}{N_1 \kappa_{\text{Bl,XY}} b_{\text{SZ}} l_{\text{Fe}}} = 22,5 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$$

Wärmewiderstand im Rotorjoch

Der gesamte Wärmewiderstand zwischen Rotornutgrund und Rotorbohrung ist

$$R_{\text{th,RJ,r}} = \frac{1}{\kappa_{\text{Bl,XY}} \pi l_{\text{Fe}}} \ln \left(\frac{r_{\text{WeI}} + h_{\text{RJ}}}{r_{\text{WeI}}} \right) = 17,9 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$$

Wärmewiderstand im Bereich der Rotorstäbe und der Rotorzähne

$$R_{\text{th,RS,a}} = \frac{l_{\text{Fe}}}{N_2 \kappa_{\text{Cu}} S_{\text{RS}}} = 345 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$$

$$R_{\text{th,RS,r}} = \frac{h_{\text{RS}}}{N_2 \kappa_{\text{Cu}} b_{\text{RS}} l_{\text{Fe}}} = 2,1 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$$

$$R_{\text{th,RZ,a}} = \frac{l_{\text{Fe}}}{N_2 \kappa_{\text{Bl,Z}} b_{\text{RZ}} h_{\text{RN}}} \approx 50 \cdot 10^3 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$$

$$R_{\text{th,RZ,r}} = \frac{h_{\text{RZ}}}{N_2 \kappa_{\text{Bl,XY}} b_{\text{RZ}} l_{\text{Fe}}} \approx 300 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$$

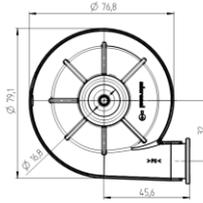
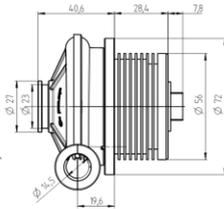
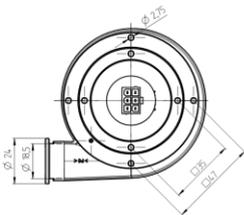
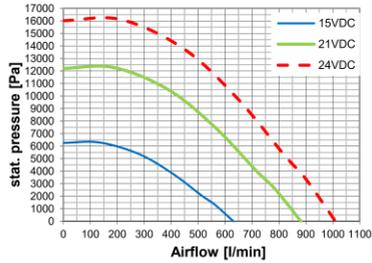
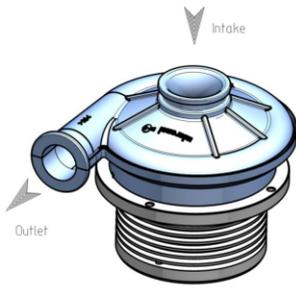
A.5 Datenblatt Micronel U85MX Radialgebläse



Datenblatt / Data Sheet

U85MX-024KX-4

Miniatur Radial Gebläse mit integrierter Elektronik
Miniature Radial Blower with integrated electronic



Direction of rotation CCW



A.6 Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1:	Maximalgeschwindigkeit und Spitzenleistung von aktuellen Serien Elektrofahrzeugen nach Motortypen....	3
Abbildung 1.2:	Diagramm Leistungsdichten Stand der Technik.....	5
Abbildung 2.1:	Systematik der Möglichkeiten zum Erhöhen der Leistungsdichte	9
Abbildung 3.1:	Flussverkettungen aus der Finite Elemente Analyse. ...	18
Abbildung 3.2:	Rohdaten der Stator-Eisenverlustanteile einer ASM.....	20
Abbildung 3.3:	Eisenverluste aus der magnetisch-harmonischen Kennfeld-Berechnung aufgeteilt nach Verlustart.	21
Abbildung 3.4:	Eisenverlustkomponenten abhängig von der Abtastung	23
Abbildung 3.5:	Arbeitspunkte in der I_s - f_R -Ebene mit Definitionsbereich der harmonischen Berechnung der Flussverkettung....	24
Abbildung 3.6:	Vergleich der Rohdaten von Eisenverlustkoeffizienten	25
Abbildung 3.7:	Ergebnis einer Kennfeldberechnung mit Eisenverlustanteilen aus der transient-magnetischen Berechnung.	26
Abbildung 3.8:	Stromdichteverteilung in einem Rotorstab, transient und harmonisch.....	27
Abbildung 3.9:	Eisenverluste, Wirbelstrom-Zusatzverluste in den Rotorstäben und Rechenzeit abhängig von der Abtastung	29
Abbildung 3.10:	Spannung und Strom Phase U und klassische Wirbelstrom-verluste im Eisenkreis während eines Takts der PWM	31
Abbildung 3.11:	Vergleich verschiedener Berechnungsvorschriften für die mechanischen Verluste abhängig von der Drehzahl.....	34
Abbildung 3.12:	Ersatzmodell für einen Teilkörper mit interner Wärmeerzeugung.	37

A Anhang

Abbildung 3.13: Vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild einer Asynchronmaschine mit Mantelkühlung und Wellenkühlung	40
Abbildung 3.14: Strömung in der Wellenkühlung	41
Abbildung 3.15: Koeffizienten des Wärmeübergangs im Luftspalt zwischen Rotor und Stator als Funktion der Drehzahl	42
Abbildung 3.16: Geometrischer Ansatz zum Wärmetransport in der Statorwicklung nach Unger	44
Abbildung 3.17: Modell der Wicklung in der Nut	44
Abbildung 3.18: Schematische Darstellung der Programmstruktur zum Lösen des thermischen Modells	48
Abbildung 3.19: Teilmodelle der Finite Elemente Modelle für die Festigkeitsrechnungen von Asynchronmaschinen und PSM	49
Abbildung 3.20: Spannungs-Dehnungs-Diagramm der wahren Spannungen für die FEA Simulation	50
Abbildung 3.21: Simulationsszenario für den Schleuderversuch in der statischen Festigkeitsrechnung	52
Abbildung 3.22: Temperaturverteilung im Rotor bei der mechanischen Festigkeitsberechnung im Arbeitspunkt mit Maximaldrehzahl	53
Abbildung 3.23: Simulationsszenario für den Betrieb bei Maximaldrehzahl in der statischen Festigkeitsrechnung	54
Abbildung 4.1: Eine Auswahl möglicher Formen der Kanäle von Mantelkühlungen	57
Abbildung 4.2: Aus einem Patent für eine Wellenkühlung mit feststehender Kühllanze [73]	58
Abbildung 4.3: a) Kühlkanäle an der Nutöffnung und im Blechpaket eines Stators mit verteilter Wicklung. b) Wasser-Mantelkühlung gegenüber Kühlkonzept mit isolierten Kühlkanälen in der Nut	60
Abbildung 4.4: Düsenformen mit Strahlbild und Ölfluss am Wickelkopf einer Zahnspulenwicklung als Fotografie und schematisch	60

Abbildung 4.5:	Vorschlag zur besseren Wärmeabfuhr ins Kühlsystem durch Kupferstäbe. a) Schnittbild einer Axialflussmaschine mit Kupferstäben im Statorblechpaket. b) Rotor einer PSM mit Kupferstäben unter den Magneten	62
Abbildung 4.6:	Lineare Alterung mit Temperatureinfluss nach Montsinger. Erhöhung der Temperatur um 10 K halbiert die Lebensdauer.....	69
Abbildung 4.7:	Wickelkopftemperatur und Alterung der Wicklung über einen Fahrzyklus.....	70
Abbildung 4.8:	Thermische Grenzkennlinien von Asynchronmaschinen mit Käfigen aus Aluminium und Kupfer im Vergleich...	73
Abbildung 4.9:	Flussdichten über Drehmoment bei $n = 18.000 \text{ min}^{-1}$. Auslegung mit SiFe und zwei Varianten CoFe.	75
Abbildung 4.10:	Vergleich der Nutflächen bei Verwendung von CoFe anstelle von SiFe bei Auslegung mit gleicher Luftspaltflussdichte.	75
Abbildung 4.11:	Thermische Grenzkennlinien von Asynchronmaschinen im Vergleich von SiFe und CoFe.....	76
Abbildung 4.12:	Umwandlung einer Innenläuferanordnung zu einem Außenläufer.	79
Abbildung 4.13:	Beispiele für Axialflussmaschinen. a) Doppelstator mit innenliegendem Rotor. b) Doppelrotor mit innenliegendem Stator.....	82
Abbildung 5.1:	Abgegebene Leistung als Funktion der Drehzahl bei Hochdrehzahlantrieben.....	84
Abbildung 5.2:	Ergebnisse aus einer FEM Berechnungsreihe einer Baureihe von Asynchronmaschinen mit veränderlicher Maximaldrehzahl	88
Abbildung 5.3:	Geometrien und Festigkeitsanalysen der Auslegungen für verschiedene Maximaldrehzahlen.....	91
Abbildung 5.4:	Grenzkennlinien bei Variation der Maximaldrehzahl ...	92
Abbildung 5.5:	Grenzkennlinien der PSM mit unterschiedlichen Maximaldrehzahlen.....	93

A Anhang

Abbildung 6.1: Entwicklungszyklus für die Entwicklung der E-Maschine in Wechselwirkung mit dem Antriebsstrang.....	96
Abbildung 6.2: Drehmomentanforderungen am Rad für verschiedene Fahrzeugklassen.....	98
Abbildung 6.3: Skizzen eines Maschinenschnitts mit Polfluss, Zahnfluss und Nutfläche.....	100
Abbildung 6.4: Analytische Berechnung der verfügbaren inneren Scheinleistung im Dauerbetrieb bei variierter Luftspaltflussdichte.....	102
Abbildung 6.5: Wirkungsgradkennfelder bei verändertem Innendurchmesser.....	104
Abbildung 6.6: Veränderung von Maximalmoment, Dauerleistung und Verlustenergie bei Variation des Bohrungsdurchmessers mit konstanter Luftspaltflussdichte.....	104
Abbildung 6.7: Einfluss der Rotornuthöhe auf das Maximalmoment, die Dauerleistung und die Verlustenergie im Fahrzyklus.....	106
Abbildung 6.8: Wirkungsgradkennfelder im Vergleich. Geringeres Maximalmoment und höherer Wirkungsgrad bei größerer Nut.	107
Abbildung 6.9: Grenzkennlinien der E-Maschine abhängig von der Windungszahl und Arbeitspunkte des Fahrzeugs abhängig von der Getriebeübersetzung.....	109
Abbildung 6.10: Wirkungsgradkennfeld der abschließenden Auslegung der E-Maschine mit Anforderungspunkten und thermischer Grenzkennlinie für den S1-Betrieb.....	110
Abbildung 6.11: Nutschnitt der Auslegung der elektrischen Maschine mit Geometriedaten.	111
Abbildung 6.12: Wirkungsgrade der Maschine an Arbeitspunkten des WLTP-Fahrzyklus bei unterschiedlichen Getriebeübersetzungen.....	113
Abbildung 6.13: Lage der Arbeitspunkte des WLTP-Fahrzyklus im Drehzahl-Drehmoment-Kennfeld bei unterschiedlichen Getriebeübersetzungen.....	113

Abbildung 6.14: Skalierung des Antriebssystems mit Mehrfachnutzung der Komponenten.....	115
Abbildung 7.1: Wicklungskonfiguration mit Schaltungsmöglichkeiten der Spulengruppen.....	118
Abbildung 7.2: Prinzipskizzen magnetischer Lagerungen	119
Abbildung 7.3: Hydrodynamische Lagerung: Prinzipskizze mit Druckverteilung im Betrieb und Stribeckdiagramm der Reibungszahl	120
Abbildung 7.4: Hydrostatisches Funktionsprinzip	121
Abbildung 7.5: CAD-Modell des Statorgehäuses	125
Abbildung 7.6: Konstruktion der Mantelkühlung.....	126
Abbildung 7.7: Konstruktion der Wellenkühlung.....	130
Abbildung 7.8: Luftführung der Innenbelüftung.....	131
Abbildung 7.9: CFD Berechnung der Strömungen im Wickelkopfraum und im Luftspalt.....	132
Abbildung 7.10: Belüftungseinheit für die Innenbelüftung	132
Abbildung 7.11: Endringvarianten ohne Hülse	135
Abbildung 7.12: Radiale Verschiebung des Schwerpunkts und axiale Verschiebung der unteren Kante des Endrings der Varianten ohne Bandage.....	136
Abbildung 7.13: Endringvarianten mit Bandagierung.....	137
Abbildung 7.14: Radiale Verschiebung des Schwerpunkts und axiale Verschiebung der unteren Kante des Endrings der Varianten mit Bandage.....	138
Abbildung 7.15: Von-Mises-Vergleichsspannung im Blechpaket nach Erwärmen des Rotors auf 150 °C	138
Abbildung 7.16: Rotornuten mit Formschlüssen zum Halten der Rotorstäbe und Endkappen zum Bandagieren der Endringe	139
Abbildung 7.17: Verminderung der Von-Mises-Spannungen im Bereich der Nutstege im Schleuderversuch mit 36.000 min ⁻¹ . 140	
Abbildung 7.18: Von-Mises-Spannungen im Bereich der Nutstege bei Betrieb der Maschine mit 30.000 min ⁻¹ und Temperaturgradient der Bauteile.....	141

A Anhang

Abbildung 7.19: FEA-Geometrie zur Berechnung der Überdeckung der WNV	145
Abbildung 7.20: Aufweitung der Nabe gegenüber der Welle durch Rotation unter verschiedenen Randbedingungen.....	146
Abbildung 7.21: Einfluss einer Passfedernut auf die Welle-Nabe-Verbindung	147
Abbildung 7.22: Spannungsverteilung im Nutgrund nach dem Fügen des Blechpakets auf die Welle, bei verschiedenen Nutgrundformen.	148
Abbildung 7.23: Wuchtbohrung in der Endkappe und mechanische Spannung im Wuchtbereich	150
Abbildung 7.24: Rotorpaket mit gegossenem Kupferkäfig.....	152
Abbildung 7.25: Fertiger Rotor mit Steckverzahnung A-seitig und Bohrung für die Wellenkühlung B-Seitig.....	152
Abbildung 7.26: Kühllanze und Dichtelemente der Wellenkühlung	153
Abbildung 7.27: Statorgehäuse mit Öffnungen für die Wicklungsenden im Topfboden, Kühlkanälen und Versteifungen	154
Abbildung 7.28: Statorpaket mit Wicklung im Gehäuse. Eingebautes Festlager im Topfboden. Mitte und rechts: Wicklungsenden mit Positionierung auf Klemmsteinen und eingebauter Resolver.	155
Abbildung 7.29: Fertig montierter Prototyp am Prüfstand mit Kühlmittelanschlüssen und Innenbelüftung.....	155
Abbildung 8.1: Berstschutz für Schleuderversuche mit Antriebsriemen und Durchgängen der-Wegmessung (Fa. PLB).....	158
Abbildung 8.2: Messaufbau der Schleuderversuche (Fa. PLB).....	158
Abbildung 8.3: Vergleich der auftretenden Von-Mises-Spannung im Schleuderversuch mit normalem Nutsteg (0,55 mm) und mit verstärktem Nutsteg (1,10 mm).....	159
Abbildung 8.4: Gemessene Aufweitung der Rotoren im Schleudertest und Vergleich mit der FEA	160
Abbildung 8.5: Auslaufversuch zum Bestimmen der mechanischen Verluste.....	163

Abbildung 8.6: Spannung und Strom einer Phase am Frequenzumrichter über eine Taktperiode.....	164
Abbildung 8.7: Klirrfaktor k und harmonische Verzerrung THD des Phasenstroms.....	166
Abbildung 8.8: Leerlaufströme bei Variation der Zwischenkreisspannung und der Taktfrequenz im Zeitbereich und im Frequenzbereich.	167
Abbildung 8.9: Leerlaufverluste bei konstanter und bei angepasster Zwischenkreisspannung im Vergleich	169
Abbildung 8.10: Verfahren zur Bestimmung der Einzelverluste, zur Berechnung von Kennfeldern und zum Abgleich mit der FEA.....	172
Abbildung 8.11: Auswahl der Arbeitspunkte mit maximalem Drehmoment pro Strom (MTPA) und bestem Wirkungsgrad.....	173
Abbildung 8.12: Aus den Messdaten ermittelte Strom- und Rotorfrequenzwerte für MTPA-Betrieb für alle gemessenen Drehzahlen.....	174
Abbildung 8.13: Wirkungsgradkennfelder aus Messdaten, zusammengesetzt aus Messreihen bei konstanter Drehzahl.....	175
Abbildung 8.14: Drehmomentkennfeld, Vergleich der FEA Berechnung mit den Messwerten.....	177
Abbildung 8.15: Einzelverlustaufteilung bei $n = 12.000 \text{ min}^{-1}$	179
Abbildung 8.16: Eisen- und-Zusatzverluste als Funktion von Strom, Rotorfrequenz und Drehzahl.....	181
Abbildung 8.17: Eisen- und Zusatzverluste als Funktion der Drehzahl bei vier ausgewählten Arbeitspunkten	181
Abbildung 8.18: Vergleich der Wirkungsgradkennfelder aus den Messdaten direkt und mit interpolierten Zusatzverlusten	183
Abbildung 8.19: Vergleich der aus den Messdaten interpolierten Wirkungsgrade zu den aus der FEA erwarteten Wirkungsgrade	184

A Anhang

Abbildung 8.20: Differenz des Wirkungsgrads der Messung zur Berechnung.....	185
Abbildung 8.21: Vergleich der gemessenen Einzelverluste mit der Berechnung.....	186
Abbildung 8.22: Erwärmungslauf $n = 6000 \text{ min}^{-1}$, $M = 45,7 \text{ Nm}$ mit Variation der Zwischenkreisspannung und der Taktfrequenz.....	188
Abbildung 8.23: Strom unter Last bei Zwischenkreisspannung $U_{DC} = 350 \text{ V}$, $U_{DC} = 175 \text{ V}$, Taktfrequenz $f_{\text{Takt}} = 10 \text{ kHz}$ und $f_{\text{Takt}} = 15 \text{ kHz}$. Zeitverlauf, Frequenzspektrum, Klirrfaktor und THD.....	189
Abbildung 8.24: Vergleich des erreichbaren Drehmoments abhängig von der Kühlmitteltemperatur bei unterschiedlichen Kühlungsvarianten.....	191
Abbildung 8.25: Thermische Grenzkennlinien im Dauerbetrieb (S1) mit Maßnahmen zur Steigerung der Leistungsdichte.....	194
Abbildung 8.26: Gemessene Grenzkennlinie im Dauerbetrieb bei Wicklungstemperatur 200 °C im Vergleich zum Ergebnis des thermischen Modells.....	196
Abbildung 8.27: Drehmoment- und Leistungsgrenzkennlinien mit Anforderungspunkten eines Oberklassefahrzeugs.....	197
Abbildung 9.1: Einordnung der in dieser Arbeit erzielten Leistungsdichte in eine Übersicht bekannter Antriebe vergleichbarer Baugröße.....	201
Abbildung A. 1: Thermisches Ersatzschaltbild einer Asynchronmaschine. Zweidimensionale Betrachtung in radiale und axiale Richtung.....	209
Abbildung A. 2: Teilmodell der Statorwicklung mit Wickelköpfen.....	210
Abbildung A. 3: Vereinfachung des thermischen ESB zwischen Statorzahn und Mantelkühlung.....	210
Abbildung A. 4: Vereinfachung des thermischen ESB im Bereich von Statorwicklung und Statorzähnen.....	211

A.7 Tabellenverzeichnis

Tabelle 1:	Beispiele einiger als Traktionsantrieb ausgeführter PSM	4
Tabelle 2:	Beispiele einiger als Traktionsantrieb ausgeführter ASM.....	4
Tabelle 3:	Arbeitspunkt für die Berechnung von Stromdichten im Rotorstab	26
Tabelle 4:	Für die mechanische Finite Elemente Analyse definierte Temperaturen aus der thermischen Berechnung	53
Tabelle 5:	Bewertungstabelle für Kühlungsarten von Traktionsantrieben	63
Tabelle 6:	Temperaturkennwerte von Elektroisierstoffen	67
Tabelle 7:	Zielwerte und Randbedingungen für den Antriebsstrang eines Oberklassefahrzeugs	98
Tabelle 8:	Skizzen der berechneten Geometrien und Kenngrößen der Skalierung des Bohrungsdurchmessers bei konstanter Luftspaltflussdichte.....	103
Tabelle 9:	Rotornutformen mit Nuthöhen und Nutflächen bei der Berechnungsreihe mit Variation der Nuthöhe.....	105
Tabelle 10:	Leistungsdaten der Auslegung für diese Arbeit	112
Tabelle 10:	Erreichte Maximaldrehzahlen im Bersttest	161
Tabelle 12:	Versuchsdaten für Dauerlaufmessungen mit Variation der Zwischenkreisspannung und der Taktfrequenz	188
Tabelle 12:	Parametereinstellungen und gemessene Kennwerte der Drehmoment- und Leistungs-Grenzkennlinien im Dauerbetrieb.....	194
Tabelle 13:	Anforderungsliste für die Fahrzeugklassen im Projekt Effect360°	208
Tabelle 14:	Vereinfachungen im Statorpaket und in der Mantelkühlung	211
Tabelle 15:	Vereinfachungen in der Wicklung	212
Tabelle 16:	Vereinfachungen im Bereich des Luftspalts und im Rotor	212
Tabelle 17:	Thermodynamische Materialkonstanten.....	214
Tabelle 18:	Kennwerte der Wellenkühlung und der Mantelkühlung ..	218

A.8 Eigene Patente und Veröffentlichungen

- [P1] T. Epskamp, "Elektromotor: Synchronmotor mit verlängertem Polring und Geber" EP 2 206 227 B1, 2012.
- [P2] V. Reinhardt, J. W. Wulf, M. Lewandowski, M. Hauck, T. Epskamp, M. Doppelbauer and M. Hartmann, "Verfahren zum Ansteuern eines optimalen Betriebspunktes bei einer Synchronmaschine und eine umrichteragespeiste Synchronmaschine" EP 2 553 802 B1, 2014.
- [P3] T. Epskamp, H. Nestler, "Elektromotor und Verfahren zum Herstellen eines Elektromotors" EP 2 188 881 B1, 2014.
- [P4] T. Epskamp, M. Hartmann, V. Reinhardt, "Verfahren zum Ansteuern eines optimalen Betriebspunktes bei einer Synchronmaschine, Verfahren zum Regeln einer Synchronmaschine und Synchronmaschine" EP 2 556 587 B1, 2014.
- [P5] T. Epskamp, "Elektromotor: Elektromaschine mit Luftspaltwicklung mit konzentrierter Wicklung" EP 2 412 079 B1, 2017.
- [P6] T. Epskamp, T. Megerle, V. Reinhardt, "Elektromotor: Rotor für fremderregten Synchronantrieb mit Polstegen, mit Schwalbenschwanzsteg und Kunststoffdeckschieber" DE 10 2011 121 793 B4, 2017.
- [P7] M. Hartmann, T. Epskamp, V. Reinhardt, T. Schuster, "System mit einem polumschaltbaren Elektromotor, einem Umrichter und einer Verschalteinheit" EP 2 761 732 B1, 2019.
- [P8] V. Reinhardt, P. Winzer, T. Epskamp, M. Hartmann, T. Schuster, "System zum Betreiben einer wechselrichteragespeisten elektrischen Drehfeldmaschine" EP 2 781 016 B1, 2020.

- [E1] T. Epskamp, "Loss Calculation for a High-Speed Induction Machine" *FEMAG Anwendertreffen*, 2019.
- [E2] U. Reichert, T. Epskamp and A. Radimersky, "High Speed Electric Drive with a Three-Speed Gearbox," *CTI Mag*, vol. 7, pp. 25–28, 2016.
- [E3] T. Epskamp, B. Butz and M. Doppelbauer, „Design and Analysis of a High-Speed Induction Machine as Electrical Traction Drive“, Proc. 2016 – 18th European Conference on Powerelectronics and Application (EPE'16 ECCE Europe)
- [E4] B. Zhang, T. Epskamp, M. Doppelbauer and M. Gregor, „A Comparison of the Transverse, Axial and Radial Flux PM

- Synchronous Motors for Electric Vehicle“, Proc. 2014 – IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)
- [E5] T. Epskamp, B. Hagenkort, T. Hartkopf and S. Jöckel, „No Gearing, no Converter – Assessing the Idea of Highly Reliable Permanent-Magnet Induction Generators“, Proc. 1999 – EWEC Conference

A.9 Betreute studentische Arbeiten

- [S1] P. Grausam, „Kopplung von elektromagnetischen und CFD-Simulationsmodellen zur Ermittlung von temperaturabhängigen Verlusten elektrischer Maschinen“ (2018 MA)
- [S2] D. Dickgießer, „Aufbau und Validierung eines universellen nutbezogenen E-Maschinen-Modells zur Bewertung parasitärer Maschineneffekte“ (2017 MA)
- [S3] H. Hirsch, „Berechnung von Eisenverlusten und Zusatzverlusten einer hochdrehenden Asynchronmaschine mit Hilfe der FEM“ (2017 BA)
- [S4] M. Duval, „Konstruktion und Thermodynamische Berechnung einer Innenbelüftung für einen Traktionsmotor“ (2016 MA)
- [S5] O. Ernst, „Erstellen eines Lebensdauerzyklus für Fahrtriebe und Analyse der thermischen Alterung“ (2016 BA)
- [S6] S. Meier, „Aufbau einer Versuchsreihe zur Untersuchung der Lebensdauer des Isolationssystems von Motorwicklungen von Traktionsmotoren“ (2016 BA)
- [S7] L. Sun, „Verwendung von amorphen Metallen im Magnetkreis von elektrischen Maschinen“ (2015 MA)
- [S8] Q. Zhang, „Untersuchung der Anwendung der 2D FEM bei der Analyse einer Axialflussmaschine mit Segmented Armature Struktur“ (2015 BA)
- [S9] S. Körner, „Analyse und Vergleich der Axial- und Radialflussmaschine“ (2015 BA)
- [S10] B. Butz, „Konstruktion und Festigkeitsnachweis der mechanischen Komponenten und Auslegung des Kühlsystems einer Traktionsmaschine für Drehzahlen bis 30.000 /min“ (2014 MA)
- [S11] F. Sahin, „Auslegung einer in Luftspaltwicklung ausgeführten PSM“ (2014 BA)

- [S12] A. Carcedo, „Controller Setup and User Interface for a Temperature Control Unit for Electrical Engine Test Bench“ (2013 MA)
- [S13] A. Bull, „Steigerung der Leistungsdichte durch Erhöhen der Maximaldrehzahl einer permanentmagneterregten Synchronmaschine“ (2013 DA)
- [S14] E. Specht, „Entwurf eines parametrisierten Simulationsmodells einer PSM in Luftspaltwicklung“ (2013 BA)
- [S15] J. Weber, „Planung und Aufbau einer Versuchsreihe zur Untersuchung des elektrischen Isolationssystems von Motorwicklungen von Traktionsmotoren. Teil A: Leistungselektronik, Temperierung und Signalverarbeitung“ (2013 BA)
- [S16] C. Schreiber, „Planung und Aufbau einer Versuchsreihe zur Untersuchung des elektrischen Isolationssystems von Motorwicklungen von Traktionsmotoren. Teil B: Planung des Versuchsumfangs und des Versuchsaufbaus“ (2013 BA)
- [S17] P. Topalov, „E-Drive Benchmark: Automatisiertes Messverfahren zur Aufnahme von Kennfeldern von Asynchronmaschinen für Traktionsanwendungen“ (2013 BA)

(DA – Diplomarbeit, MA – Masterarbeit, BA – Bachelorarbeit)

A.10 Literaturverzeichnis

- [1] M. Doppelbauer, „Der Jacobi Motor,“ *KIT-Elektrotechnisches Institut*, 2018. [Online]. Available: <http://www.eti.kit.edu/1382.php>. [Accessed: 25-Mar-2018].
- [2] T. Köppen, „Die Rolle Ferdinand Porsches bei der Entwicklung ziviler und militärischer Elektrofahrzeuge zwischen 1900 und 1945,“ *NTM Int. J. Hist. Ethics Nat. Sci. Technol. Med.*, vol. 1, no. 1, pp. 219–236, 1993.
- [3] P. Hofmann, *Hybridfahrzeuge - Ein alternatives Antriebssystem für die Zukunft*. Springer Berlin Heidelberg, 2014.
- [4] M. Doppelbauer, „Skriptum zur Vorlesung Hybride und elektrische Fahrzeuge,“ 2017.
- [5] „Indische Autohersteller wollen erschwingliche Elektrofahrzeuge auf den Markt bringen — RT Deutsch,“ *2018-02-08*, 2018. [Online]. Available: <https://deutsch.rt.com/asien/64884->

- indische-autohersteller-erschwingliche-elektrofahrzeuge/. [Accessed: 15-May-2018].
- [6] Diana Dittmer, "Elektromobilität auf dem Vormarsch: Diese Länder trauen sich was - n-tv.de," *10.06.2016*. [Online]. Available: <https://www.n-tv.de/wirtschaft/Elektromobilitaet-auf-dem-Vormarsch-Diese-Laender-trauen-sich-was-article17905791.html>. [Accessed: 15-May-2018].
- [7] Werner Pluta, "Elektromobilität: Niederlande beschließen Aus für Verbrennungsautos - Golem.de," *12.10.2017*. [Online]. Available: <https://www.golem.de/news/elektromobilitaet-niederlande-beschliessen-aus-fuer-verbrennungsautos-1710-130579.html>. [Accessed: 15-May-2018].
- [8] Jochen Reinecke, "Blick zum Nachbarn: Mobilität in den Niederlanden | BDEW," *05.01.2018*. [Online]. Available: <https://www.bdew.de/verband/magazin-2050/blick-zum-nachbarn-mobilitaet-den-niederlanden/>. [Accessed: 15-May-2018].
- [9] "The Norwegian National Transport Plan," *07.06.2017*. [Online]. Available: <https://www.ntp.dep.no/English>. [Accessed: 15-May-2018].
- [10] Michael Frantzen, "Elektromobilität in Norwegen - Ökologische Musterknaben unter Strom (Archiv)," *24.07.2017*. [Online]. Available: http://www.deutschlandfunkkultur.de/elektromobilitaet-in-norwegen-oekologische-musterknaben.979.de.html?dram:article_id=391605. [Accessed: 15-May-2018].
- [11] "Transportplan 2018-2029 bereit zur Verabschiedung – BusinessPortal Norwegen," *02.03.2017*. [Online]. Available: <http://www.businessportal-norwegen.com/2017/03/16/transportplan-2018-2029-bereit-zur-verabschiedung/>. [Accessed: 15-May-2018].
- [12] Sebastian, "Indische Regierung möchte komplette Fahrzeugflotte elektrifizieren | Elektroauto-News.net," *02.11.2017, 2017*. [Online]. Available: <https://www.elektroauto-news.net/2017/indische-regierung-elektrische-fahrzeugflotte>. [Accessed: 15-May-2018].
- [13] Aditi Shah, "Exclusive: India's green car plan prioritizes electric vehicles over hybrids | Reuters," *07.05.2017*. [Online]. Available:

- <https://www.reuters.com/article/us-india-autos-policy-exclusive/exclusive-indias-green-car-plan-prioritizes-electric-vehicles-over-hybrids-idUSKBN183010>. [Accessed: 15-May-2018].
- [14] J. Doerr, T. Attenperger, L. Wittmann, and T. Enzinger, "Die neuen elektrischen Achsantriebe von Audi," *MTZ*, vol. 06, pp. 16–25, 2018.
- [15] M. Specht, "BMW Concept iX3 auf der 'Auto China'; in Peking: Mitten im Strom - SPIEGEL ONLINE," *Spiegel Online*, 2018. [Online]. Available: <https://www.spiegel.de/auto/aktuell/bmw-concept-ix3-auf-der-messe-auto-china-in-pekung-a-1204571.html>. [Accessed: 26-Apr-2018].
- [16] A. Mathoy, "Grundlagen für die Spezifikation von E-Antrieben," *MTZ - Mot. Zeitschrift*, vol. 71, no. 9, pp. 556–563, Sep. 2010.
- [17] T. Finken, *Fahrzyklusgerechte Auslegung von permanentmagnetenerregten Synchronmaschinen für Hybrid- und Elektrofahrzeuge*. Aachen: Hameyer, Kai, 2011.
- [18] A. Binder and T. Schneider, "Leichtere Elektromotoren durch Hochausnutzung von Werkstoffen," *thema Forsch.*, pp. 68–72, 2006.
- [19] B. Eberleh and T. Hartkopf, "A high speed induction machine with two speed transmission as drive for electric vehicles," *Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion, 2006. SPEEDAM 2006*, vol. 2006, pp. 249–254, 2006.
- [20] C. Buck, "Elektromobilität:Ultraleichtes Kraftpaket für das elektrische Fliegen," *Pictures of the Future - Das Magazin für Forschung und Innovation*, 2015. [Online]. Available: <https://www.siemens.com/innovation/de/home/pictures-of-the-future/mobilitaet-uns-antriebe/elektromobilitaet-elektrisches-fliegen.html>. [Accessed: 23-Nov-2018].
- [21] M. Schiefer, M. Veigel, and F. Kassel, "Produkte – SciMo." [Online]. Available: <https://sci-mo.de/produkte/>. [Accessed: 24-Jun-2019].
- [22] Y. Schüler-Zhou, "Chinas Rohstoffpolitik für Seltene Erden," 2018.
- [23] H. Elsner, "Kritische Versorgungslage mit schweren Seltenen Erden – Entwicklung „Grüner Technologien“ gefährdet?," 2012.
- [24] Tagesschau, "Handelskrieg mit den USA: Seltene Erden - Chinas neue Drohung | tagesschau.de," *tagesschau.de*, 2019. [Online]. Available: <https://www.tagesschau.de/wirtschaft/seltene-erden->

- usa-101.html. [Accessed: 18-Aug-2019].
- [25] M. Noe, "Supraleitung in der Energietechnik : Welche Perspektiven eröffnen sich ?," in *DPG Frühjahrstagung*, 2014.
- [26] T. Nakamura, "Progress of HTS Rotating Machine Development in Japan," *Superconductivity and Cryogenics*, vol. 13, no. 2. 2011.
- [27] W. Nick, "Highlights zu HTS-Maschinen:f Vom HTS-Leiter zum Schiffs-Rotor," *5. Braunschweiger Supraleiterseminar*, pp. 0–6, 2010.
- [28] M. Kawamura and J. A. Jones, "Superconducting Super Motor and Generator," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 27, no. 4, pp. 1–5, Jun. 2017.
- [29] P. C.-K. Luk, "Superconducting machines — The enabling technology for future electric propulsion in aircraft," in *2017 7th International Conference on Power Electronics Systems and Applications - Smart Mobility, Power Transfer & Security (PESA)*, 2017, pp. 1–7.
- [30] H. Oyama, T. Shinzato, K. Hayashi, K. Kitajima, T. Ariyoshi, and T. Sawai, "Application of superconductors for automobiles," *SEI Tech. Rev.*, no. 67, pp. 22–26, 2008.
- [31] Deutsches Kupferinstitut, "Sparen mit dem Sparmotor," *Dtsch. Kupferinstitut*, pp. 1–30, 2011.
- [32] M. Doppelbauer, "Kupferläufer aus Druckguss spart Energie. Verbessertes Wirkungsgrad - prozesstechnik online," *prozesstechnik*, 2003. [Online]. Available: <https://prozesstechnik.industrie.de/aktuell/kupferlaeufer-aus-druckguss-spart-energie/>. [Accessed: 19-Sep-2018].
- [33] S. Michel, "Konstruktionspraxis2008_Energieeffizienz bedeutet nicht nur hoher Wirkungsgrad," *konsstruktionspraxis.vogel.de*, 2008. .
- [34] R. Fischer, *Elektrische Maschinen*. München: Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2017.
- [35] K.-H. Grote and J. Feldhusen, *Dubbel*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2007.
- [36] H. Cziichos and M. Henneke, *HÜTTE - Das Ingenieurwissen*. Berlin: Springer Berlin Heidelberg, 2012.
- [37] A. Binder, "Elektrische Hochdrehzahlantriebe - Auslegungsgrundlagen und Beispiele aus der Praxis Elektrische Hochdrehzahlantriebe - Contents ☒ Basics on High-speed Drives ☒ Mechanical challenges of High-speed drives ☒ Bearing concepts

- for high speed \square Electromagnetic," 2018, no. July.
- [38] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009.
- [39] E. I. Braun, Michael (KIT, "Skriptum zur Vorlesung Regelung Elektrischer Antriebsysteme," 2017, vol. 14078, pp. 1–55.
- [40] D. Schröder, "Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen."
- [41] P. Winzer and M. Doppelbauer, "Berechnung von Wirkungsgradkennfeldern von Asynchronmaschinen mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode," in *Antriebssysteme 2013 - Elektrik, Mechanik und Hydraulik in der Anwendung*, 2013, pp. 46–51.
- [42] G. Bertotti, *Hysteresis in magnetism : for physicists, materials scientists, and engineers*. Academic Press, 1998.
- [43] E. Greifenstein, "Entwurf, Konstruktion und experimentelle Untersuchungen von hochtourigen Drehstrommaschinen mit Käfigläufer und mit Permanentmagnetläufer," Technische Universität Darmstadt, 1999.
- [44] G. Müller, K. Vogt, B. Ponick, and G. Müller, *Berechnung elektrischer Maschinen*. Wiley, 2012.
- [45] MACCON GmbH, "Analytical Models for Motor Performance," 2013.
- [46] "Motor-CAD." [Online]. Available: <https://www.maccon.de/cae-software/motor-cad.html>. [Accessed: 28-Oct-2018].
- [47] C. J. Fehheimer, "Longitudinal and transverse heat flow in slot-wound armature coils," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 40, pp. 589–661, 1921.
- [48] G. E. Luke, "The Cooling of Electric Machines," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 42, pp. 636–652, 1923.
- [49] C. R. Soderberg, "Steady Flow of Heat in Large Turbine-Generators," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 50, no. 2, pp. 782–798, 1931.
- [50] R. L. Kotnik, "An equivalent thermal circuit for nonventilated induction motors," *AIEE Trans. Pt 3A*, vol. 73, no. 2, pp. 1604–1609, 1954.
- [51] G. Gotter, *Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen*. Berlin [u.a.]: Springer, 1954.
- [52] S. Kabelac, M. Kind, H. Martin, D. Mewes, K. Schaber, and P. Stephan, "VDI-Wärmeatlas, 11. Auflage," p. 1784, 2013.
- [53] B. Kipp, "Analytische Berechnung thermischer Vorgänge in

- permanentmagneterregten Synchronmaschinen,” p. 229, 2008.
- [54] P. H. Mellor, D. Roberts, and D. R. Turner, “Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design,” *IEE Proc. B Electr. Power Appl.*, vol. 138, no. 5, p. 205, Sep. 1991.
- [55] R. Wrobel and P. H. Mellor, “A General Cuboidal Element for Three-Dimensional Thermal Modeling,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 1, pp. 3197–3200, 2010.
- [56] J. Saari, “Thermal analysis of high-speed induction motors,” 1998.
- [57] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli, “A Simplified Thermal Model for Variable-Speed Self-Cooled Industrial Induction Motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 945–952, 2003.
- [58] S. Becker, K. M. (Swedish Atomic Energy Company and M. . Kaye, Joseph (MIT Cambridge, “Measurements of Diabatic Flow in Anulus With Inner Rotating Cylinder.” p. 8, 1962.
- [59] N.N. (ThyssenKrupp Electrical Steel GmbH), “Nicht kornorientiertes Elektroband PowerCore(R).” 2009.
- [60] D. Staton, A. Boglietti, and A. Cavagnino, “Solving the more difficult aspects of electric motor thermal analysis in small and medium size industrial induction motors,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 3, pp. 620–628, 2005.
- [61] F. Unger, “Die Wärmeleitung in Runddrahtspulen,” *Arch. für Elektrotechnik*, vol. XLI, no. 7, 1955.
- [62] R. Camilleri, M. D. McCulloch, and D. a. Howey, “Experimental investigation of the thermal contact resistance in shrink fit assemblies with relevance to electrical machines,” *7th IET Int. Conf. Power Electron. Mach. Drives (PEMD 2014)*, pp. 0444–0444, 2014.
- [63] D. P. Kulkarni, G. Rupertus, and E. Chen, “Experimental investigation of contact resistance for water cooled jacket for electric motors and generators,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 1, pp. 204–210, 2012.
- [64] A. Kessler, “Versuch einer genaueren Vorausberechnung des zeitlichen Erwärmungsverlaufes elektrischer Maschinen mittels Wärmequellennetzen,” *Arch. für Elektrotechnik*, vol. 45, no. 1, pp. 59–76, Jan. 1960.
- [65] Deutsches Kupferinstitut, “Cu-Etp,” *Werkstoff-Datenblätter*, pp. 1–12, 2005.
- [66] E. Toolbox, “Young’s Modulus of Elasticity for Metals and Alloys,”

- online*, 2004. [Online]. Available: https://www.engineeringtoolbox.com/young-modulus-d_773.html.
- [67] V. Läßle, *Einführung in die Festigkeitslehre*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2011.
- [68] H. A. Mang and G. Hofstetter, *Festigkeitslehre*, 5., ergänz. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2018.
- [69] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Springer Heidelberg Dordrecht London New York, 2012.
- [70] N.N. (Siemens AG), "Katalog Motion Control Drives SINAMICS S120 und SIMOTICS D 21.4." 2017.
- [71] M. Satrustegui, M. Martinez-Iturralde, J. C. Ramos, P. Gonzalez, G. Astarbe, and I. Elosegui, "Design criteria for water cooled systems of induction machines," *Appl. Therm. Eng.*, vol. 114, pp. 1018–1028, 2017.
- [72] D. A. Staton and A. Cavagnino, "Convection Heat Transfer and Flow Calculations Suitable for Analytical Modelling of Electric Machines," *IECON 2006 - 32nd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, pp. 4841–4846, 2006.
- [73] E. Zysset, "Liquid cooled asynchronous electric machine," US09406105, 27-Sep-1999.
- [74] T. W. Dakin, "Electrical Insulation Deterioration Treated as a Chemical Rate Phenomenon," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 67, no. 1, pp. 113–122, Jan. 1948.
- [75] I. Engstle and I. Deiml, "Entwicklung Eines Heckgetriebenen 800-V-Elektrofahrzeugs," *ATZ-Automobiltechnische ...*, no. 07–08, pp. 606–611, 2012.
- [76] M. Schiefer and M. Doppelbauer, "Indirect slot cooling for high-power-density machines with concentrated winding," *Proc. - 2015 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC 2015*, pp. 1820–1825, 2016.
- [77] T. Davin, J. Pellé, S. Harmand, and R. Yu, "Experimental study of oil cooling systems for electric motors," *Appl. Therm. Eng.*, vol. 75, pp. 1–13, Jan. 2015.
- [78] J. Wendelstorf, K. H. Spitzer, and R. Wendelstorf, "Spray water cooling heat transfer at high temperatures and liquid mass fluxes," *Int. J. Heat Mass Transf.*, vol. 51, no. 19–20, pp. 4902–4910, 2008.
- [79] A. Di Gioia *et al.*, "Design and Demonstration of a Wound Field

- Synchronous Machine for Electric Vehicle Traction with Brushless Capacitive Field Excitation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 2, pp. 1390–1403, 2018.
- [80] E. Nitsche and M. Naderer, "Innengekühlte Hohldrähte Verdopplung der Leistungsdichte von E-Motoren," *ATZelextronik*, vol. 12, no. 3, pp. 44–49, 2017.
- [81] P. Lindh, T. Lindh, J. Heikkinen, E. Kurvinen, M. S. De Legarra, and M. M. I. Maiza, "Indirect water cooling system improvements for vehicle motor applications," *Proc. - 2015 9th Int. Conf. Compat. Power Electron. CPE 2015*, pp. 276–280, 2015.
- [82] G. W. Ehrenstein and S. Pongratz, *Beständigkeit von Kunststoffen*. München: Hanser, 2007.
- [83] P. H. G. Allen and A. Tustin, "The Aging Process in Electrical Insulation: A Tutorial Summary," *IEEE Trans. Electr. Insul.*, vol. EI-7, no. 3, pp. 153–157, 1972.
- [84] R. Rothe and K. Hameyer, "Life expectancy calculation for electric vehicle traction motors regarding dynamic temperature and driving cycles," *2011 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC 2011*, pp. 1306–1309, 2011.
- [85] V. M. Montsinger, "Loading Transformers by Temperature," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 49, no. 2, pp. 776–790, 1930.
- [86] *Electrical insulating materials – Thermal endurance properties – Part 1: Ageing procedures and evaluation of test results*. 2013.
- [87] Allgemeiner Deutscher Automobil-Club e.V [Hrsg.], "Mobilität in Deutschland," p. 24, 2010.
- [88] S. Immen, "14.259 Kilometer: Die jährliche Fahrleistung deutscher Pkw," Flensburg, 2015.
- [89] "Arbeitswege: Das Landleben ist meist ein Pendlerleben - Beruf - FAZ." [Online]. Available: <http://www.faz.net/aktuell/beruf-chance/beruf/arbeitswege-das-landleben-ist-meist-ein-pendlerleben-12763117.html>. [Accessed: 11-Nov-2018].
- [90] T. Pütz, "Verkehrsbild Deutschland," 2015.
- [91] "Druckguss Kupferrotoren für Industriemotoren - Favi." [Online]. Available: <http://www.favi.com/de/druckguss-kupferrotoren/>. [Accessed: 26-Sep-2018].
- [92] "Kienle + Spiess | Kupferdruckguss." [Online]. Available: <https://www.kienle-spiess.de/kupferdruckguss.html>. [Accessed: 26-Sep-2018].
- [93] M. Centner and U. Schafer, "Optimized Design of High-Speed

- Induction Motors in Respect of the Electrical Steel Grade," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 288–295, 2010.
- [94] (Vacuumschmelze GmbH & Co. KG) N.N., "Soft magnetic Cobalt-iron Alloys." Vacuumschmelze, Hanau, 2016.
- [95] R. Brand, L. B. Stahel, A. Vezzini, and L. Baselgia, "Tuning für Elektromotoren. Optimierung eines Hochleistungs-Permanentmagnetmotors durch Verwendung von Kobalt-Eisen-Blechpaketen," *antriebstechnik*, vol. 5, pp. 68–70, 2011.
- [96] N. Volbers and J. Gerster, "High Saturation , High Strength Iron-Cobalt Alloy for Electrical Machines," *Proc. INDUCTICA, CWIEME*, pp. 1–4, 2012.
- [97] M. Centner, "Entwurf und Erprobung schnelldrehender Asynchronmaschinen unter besonderer Berücksichtigung der magnetisch aktiven Materialien," p. 94, 2009.
- [98] "A200-6 | Hacker A200 | Hacker A80 > 200 | Hacker Außenläufer | Elektromotoren." [Online]. Available: <https://www.hacker-motor-shop.com/Elektromotoren/Hacker-Aussenlaeufer/Hacker-A80-200/Hacker-A200/A200-6.htm?SessionId=&a=article&ProdNr=37300006&p=36>. [Accessed: 12-Nov-2018].
- [99] "ZIEHL-ABEGG Deutschland - Radnabenmotoren." [Online]. Available: <https://www.ziehl-abegg.com/de/de/produktwelten/automotive/radnabenmotoren/>. [Accessed: 12-Nov-2018].
- [100] H. R. Cha, K. J. Shin, and Y. J. Seo, "Design of outer rotor IPM type PMSM for 3 wheel electric vehicle," in *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2011, pp. 1–3.
- [101] J. Luo, C. Zhao, X. Zhang, J. Sun, and Q. Zeng, "An outer-rotor traction machine with halbach magnetized permanent magnets and concentrated fractional slot windings," in *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 2014, pp. 1–4.
- [102] A. K. Jha, L. Garbuio, A. Kedous-Lebouc, J.-P. Yonnet, and J.-M. Dubus, "Design and comparison of outer rotor bonded magnets Halbach motor with different topologies," in *2017 15th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA)*, 2017, pp. 6–10.
- [103] A. Eilenberger, M. Schroedl, F. Demmelmayr, and M. Troyer, "Short-circuit-proofed outer rotor PMSM with a wide field

- weakening range for high efficiency traction applications,” in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2009, pp. 1294–1297.
- [104] L. Livadaru, A. Munteanu, A. Simion, and C.-G. Cantemir, “Design and finite element analysis of high-density torque induction motor for traction applications,” in *2015 9th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, 2015, pp. 211–214.
- [105] F. Dreher and N. Parspour, “A novel high-speed permanent magnet claw pole Transverse Flux Machine for use in automation,” in *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2012, pp. 1240–1245.
- [106] B. Zhang, “Soft Magnetic Composites in Novel Designs of Electrical Traction Machines,” *Karlsruher Institut für Technologie*, 2016.
- [107] A. Binder and T. Schneider, “High-Speed Inverter-Fed AC Drives,” in *Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP, 2007*, pp. 9–16.
- [108] C. Zwyssig, M. Duerr, D. Hassler, and J. W. Kolar, “An Ultra-High-Speed, 500000 rpm, 1 kW Electrical Drive System,” *Power Convers. Conf.*, 2007.
- [109] A. Tenconi, S. Vaschetto, and A. Vigliani, “Electrical machines for high-speed applications: Design considerations and tradeoffs,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2014.
- [110] A. Binder and T. Schneider, “Lagerlose Motoren – eine Zukunfts - technologie ?,” *Bull. SEV/AES*, vol. 5, 2007.
- [111] M. A. Rahman, A. Chiba, and T. Fukao, “Super high speed electrical machines - summary,” in *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004.*, vol. 2, pp. 1272–1275.
- [112] J. W. Beams, J. L. Young, and J. W. Moore, “The Production of High Centrifugal Fields,” *J. Appl. Phys.*, vol. 17, no. 11, pp. 886–890, Nov. 1946.
- [113] M. Schuck, “A 40,000,000 rpm Magnetically Levitated Spinning Ball Motor,” 2017.
- [114] S. Zhitkova, B. Riemer, and D. Franck, “Hochdrehzahlantriebe für mobile Arbeitsmaschinen,” *Karlsruher Schriftenr. Fahrzeugsystemtechnik*, vol. 15, pp. 113–124, 2013.
- [115] M. Schiefer, “Indirekte Wicklungskühlung von hochausgenutzten

- permanenterregten Synchronmaschinen mit Zahnspulenwicklung,” Karlsruhe, 2017.
- [116] G. Müller, *Elektrische Maschinen - Theorie rotierender elektrischer Maschinen*. Berlin: VEB Verlag Technik, 1967.
- [117] J. Fisel, “EFFECT 360° Energieeffiziente und flexibel industriell herstellbare Elektrofahrantriebe,” 2014. [Online]. Available: <http://www.wbk.kit.edu/wbkintern/Forschung/Projekte/EFPEC T360/index.html>. [Accessed: 28-Sep-2018].
- [118] M. Weiss, A. Fregin, and R. Stiegler, “Effect360° Abschlussbericht Teilvorhaben AP1.1 ‘Systemanforderungen und Systemdesign’ des AP1 ‘Hochdrehzahl EV-Antriebstechnik,’” 2017.
- [119] P. Imoberdorf, C. Zwysig, S. D. Round, and J. W. Kolar, “Combined Radial-Axial Magnetic Bearing for a 1 kW, 500,000 rpm Permanent Magnet Machine,” in *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2007*, pp. 1434–1440.
- [120] T. Schneider and A. Binder, “Design and Evaluation of a 60 000 rpm Permanent Magnet Bearingless High Speed Motor,” in *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07, 2007*, pp. 1–8.
- [121] G. Schweitzer, “Active magnetic bearings-chances and limitations,” *6th Int. Conf. Rotor Dyn.*, pp. 1–14, 2002.
- [122] K. Wegener, “Einteilung nach Funktionsprinzip Einteilung nach Funktionsprinzip,” 2008.
- [123] E. Uhlmann, “Bearbeitungssystem Werkzeugmaschine I - VL 8 Hauptspindeln,” 2008.
- [124] N.N., “SLF Spindel- und Lagerungstechnik Fraureuth GmbH Katalog Wälzlager.” 2015.
- [125] N.N., “FAG medias Produktkatalog Rillenkugellager - 61905-2Z.” [Online]. Available: https://medias.schaeffler.com/medias/de!hp.ec.br.pr/619..-2Z*61905-2Z. [Accessed: 17-Oct-2018].
- [126] N.N., “SLF Spindel- und Lagerungstechnik Fraureuth GmbH Katalog Hochgenauigkeitslager.” pp. 1–117, 2015.
- [127] N.N., “INA FAG Hochgenauigkeitslager.” pp. 1–244, 2014.
- [128] G. Niemann, B.-R. Höhn, and H. Winter, *Konstruktion und Berechnung von Verbindungen, Lagern, Wellen*. Springer, 2001.
- [129] M. Ziaei, R. Schreiter, and A. Unger, “Formschlussprofile für Welle-nabe-Verbindungen,” *antriebstechnik*, vol. 7, pp. 42–45, 2012.

- [130] *DIN7190 Pressverbände-Berechnung und Gestaltungsregeln*, no. 0014. 2001, p. 40.
- [131] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 4, pp. 920–926, 1994.
- [132] *IEC60034-2-1 ROTATING ELECTRICAL MACHINES - Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests.*
- [133] *IEEE Std 112-2004 Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*, vol. 2004, no. September. 2004.
- [134] *CSA, C390-10 Test methods, marking requirements, and energy efficiency levels for three-phase induction motors*. Canada, 2010.
- [135] "Liste von Elektroautos in Serienproduktion – Wikipedia." [Online]. Available: https://de.wikipedia.org/wiki/Liste_von_Elektroautos_in_Serienproduktion. [Accessed: 15-May-2018].
- [136] "Chinese-Made Electric Cars | ChinaAutoWeb." [Online]. Available: <http://chinaautoweb.com/electric-cars/>. [Accessed: 15-May-2018].
- [137] "Elektroauto Wiki | GoingElectric.de," *08.05.2018*. [Online]. Available: https://www.goingelectric.de/wiki/#Reine_Elektrofahrzeuge_28BEV.29. [Accessed: 15-May-2018].
- [138] "SHWire Die Welt des Lackdrahtes," 2019.
- [139] "Elektroisolierstoffe für Motoren von KREMPEL." [Online]. Available: <https://www.krempe-group.com/loesungen/elektroisolierstoffe/elektroisolierstoffefuer-motor/>. [Accessed: 07-Nov-2019].
- [140] "Elektrisola Kupferlackdraht IEC - Europa." [Online]. Available: <https://www.elektrisola.com/de/lackdraht/lackdrahttypen/iec/europa.html>. [Accessed: 07-Nov-2019].

A Anhang

