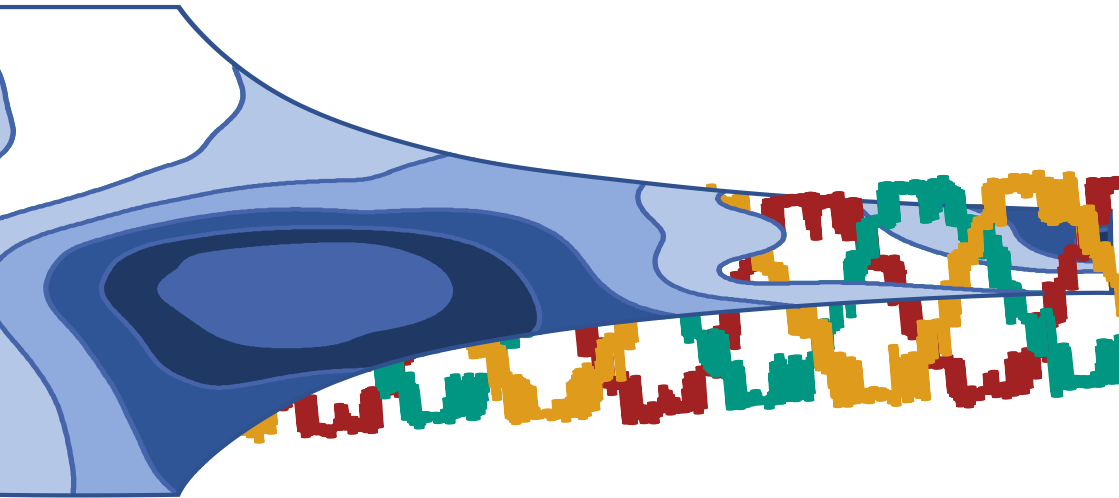


Christoph Rollbühler

---

Analyse der Verlustbestimmung  
permanentmagneterregter Synchronmaschinen  
für die Elektromobilität

---





**Analyse der Verlustbestimmung  
permanentmagneterregter  
Synchronmaschinen für die Elektromobilität**

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

M.Sc. Christoph Rollbühler  
geb. in: Crailsheim

Tag der mündlichen Prüfung:

03. Mai 2023

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer

Korreferentin:

Prof. Dr.-Ing. Nejila Parspour

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

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 M.Sc. Christoph Rollbühler, geb. in Crailsheim

Tag der mündlichen Prüfung: 03. Mai 2023  
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer  
Korreferentin: Prof. Dr.-Ing. Nejila Parspour  
(Universität Stuttgart)



Dieses Werk - außer den Abbildungen 1.1, 3.1, 4.1, 4.5 - 4.7, 4.11, 4.12, 4.14, 4.23, 4.26 - ist lizenziert unter einer Creative Commons Namensnennung - Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 International Lizenz (CC BY-SA 4.0):

<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.de>

DOI: 10.5445/IR/1000159313

# Vorwort

Liebe Leserinnen und Leser,

die Idee zu meiner Forschungsarbeit entstand 2015 während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Bei Recherchen zu Verlustmodellen elektrischer Maschinen kam die Idee auf, eine genauere Verlustbestimmung mit Messungen an Motorkomponenten zu ermöglichen. Erfahrungen aus dem Studium mit Multilevelumrichtern brachten mich auf den Gedanken, eine sinusförmige Speisung der Maschine, und dadurch einen besseren Vergleich mit Berechnungsergebnissen zu ermöglichen. Ziel meiner Forschungsarbeit ist es somit Potentiale zur genaueren Verlustcharakterisierung aufzudecken um Unsicherheiten zwischen Messung und Rechnung zu reduzieren.

Für die fachliche Betreuung der Arbeit und das entgegengebrachte Vertrauen gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer mein besonderer Dank. Auch für die große Freiheit bei der Durchführung der Arbeit möchte ich mich bedanken. Meiner Korreferentin Frau Prof. Dr.-Ing. Nejila Parspour danke ich für das Interesse an der Arbeit und die Begutachtung. Ebenso bedanke ich mich bei den weiteren Professoren des Prüfungsausschusses Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Thomas Zwick, Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried und Prof. Dr.-Ing. Sören Hohmann für die durchgeführte Prüfung.

Einen großen Anteil am Gelingen der Arbeit haben alle Kolleginnen und Kollegen am ETI durch den stets hilfsbereiten und kollegialen Umgang und die sehr konstruktive Kultur sich gegenseitig zu unterstützen. Lukas, Matthias und Simon: vielen Dank für euer stets offenes Ohr und das Interesse, Problemen auf den Grund zu gehen. Vielen Dank Patrick für die tolle Zusammenarbeit am Einzelzahnmesstisch sowie auf dem Rasen. Außerdem möchte ich mich bei Andreas, Daniel, Fabian, Rüdiger und Michael für die tolle Zeit im Teezimmer, beim Kicken und Skifahren bedanken. Ein weiterer Dank gilt Benedict sowie Bernhard Saschin und den Kollegen aus der Werkstatt für die Unterstützung am Prüfstand. Ebenso möchte ich mich bei Alexander Schmitt und Jan Richter bedanken, da ihr mich während meiner Masterarbeit auf die Möglichkeit einer Forschungsarbeit aufmerksam gemacht und meinen Weg dorthin bestärkt habt. Weiterhin gilt allen Studenten die ihre Abschlussarbeit oder HiWi-Tätigkeit im Rahmen meiner wissenschaftlichen Arbeit durchgeführt haben mein Dank. Ihr habt einen wichtigen Beitrag zum Gelingen geleistet und die Zusammenarbeit hat mir immer viel Spaß gemacht.

Die vorliegende Arbeit entstand in Kooperation mit der Firma Schaeffler und unter tollem fachlichem Austausch mit Jean-Francois Heyd, Carsten Angrick, Thomas Schenke und Roland Müller. Ein besonderer Dank gilt Johannes Kolb für die Begleitung über die sechs Jahre im Promotionsprojekt und die vielen fachlichen Diskussionen und Anregungen. Es freut mich, dass Teile meiner Arbeit fortgeführt werden und ich wünsche dabei gutes Gelingen.

Vielen Dank an meine Eltern und Geschwister für die Unterstützung in allen Lebenslagen. Zu guter Letzt danke ich meiner Frau Sarah und unserem kleinen Moritz für unsere schöne gemeinsame Zeit in Karlsruhe, die Unterstützung beim Korrekturlesen und eure Liebe und Ausdauer auch in den letzten Zügen der Entstehung dieser Arbeit

Christoph Rollbühler

Sandhof, im Juni 2023

# Kurzfassung

Die Elektromobilität ist ein wichtiger Technologietreiber bei der aktuellen Entwicklung elektrischer Maschinen. Neben Kosten, Bauraum und Gewicht ist die Effizienz der Maschine ein relevantes Auslegungskriterium und maßgeblich für den Wirkungsgrad des Fahrzeuges und damit der möglichen Reichweite. Zur exakten Bestimmung der Effizienz sind fundierte Kenntnisse über die auftretenden Verlustmechanismen erforderlich. Die vorliegende Arbeit widmet sich der Modellbildung, Parametrierung und messtechnischen Betrachtung von Verlusten in permanentmagneterregten Synchronmaschinen. Die Arbeit bewertet den Einfluss der Fertigung auf die Statorisenverluste, Stromverdrängung in den Wicklungen, den auftretenden Nullstrom in den Wicklungen und den Einfluss des Umrichtertakts auf die Verluste. Durch am Elektrotechnischen Institut entwickelte Messplätze werden der Fertigungseinfluss auf die Statorisenverluste und die Stromverdrängung in den Wicklungen genauer charakterisiert. Ein Prototyp der betrachteten Maschine wird mit einem konventionellen Zweilevelumrichter und einem siebenstufigen Multilevelumrichter gespeist. Die Multilevelspeisung ermöglicht sinusförmigere Ströme und im Vergleich mit der Zweilevelspeisung wird eine Bewertung des Einflusses des Umrichtertakts auf die Verluste durchgeführt. Durch die systematische Analyse der Verlustanteile der Maschine werden Abweichungen der Magnetkreisverluste zwischen Simulation und Messung im Mittel um 46% verringert.





# Abstract

E-mobility is one technology driver in the current development of electrical machines. In addition to costs, space and weight, efficiency is a relevant design criterion and decisive for the efficiency and range of the vehicle. For the correct determination of efficiency, well-grounded knowledge of the occurring loss mechanisms is necessary. This thesis is dedicated to modelling, parametrisation and measurement-based identification of losses in permanent magnet synchronous machines. In this thesis the influence of manufacturing on stator iron loss, current displacement in the winding, occurring zero sequence currents and the influence of inverter switching on machine losses is evaluated. New machine component testbenches, which were developed at the institute of electrical engineering, are used to characterise manufacturing influences on stator iron losses and current displacement in the windings more precisely. The prototype of the machine under consideration is fed with a conventional two-level converter and a seven-level multilevel converter. The multilevel voltage allows for more sinusoidal currents. In comparison with the two-level voltage an evaluation of the influence of inverter switching on machine losses is performed. The systematic analysis of the loss components enables reducing the deviations between simulation and measurement of the losses in the iron and magnetic part of the machine by 46% on average.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b> .....	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Grundlagen</b> .....	<b>9</b>
2.1	Permanentmagneterregte Synchronmaschine .....	9
2.1.1	Aufbau und Fertigungstechnik .....	10
2.1.2	Systembeschreibung .....	11
2.1.3	Leistungsgleichungen .....	17
2.2	Leistungselektronik.....	18
2.3	Regelung permanentmagneterregter Synchronmaschinen .....	21
<b>3</b>	<b>Verlustprozesse in elektrischen Maschinen</b> .....	<b>25</b>
3.1	Mechanische Verluste.....	25
3.1.1	Luftreibung.....	26
3.1.2	Lagerreibung .....	27
3.1.3	Modell- und Berechnungsansätze aus der Fachliteratur .....	27
3.2	Kupferverluste .....	29
3.2.1	Ohmscher Widerstand.....	30
3.2.2	Stromverdrängung .....	31
3.2.3	Einflussfaktoren.....	34
3.2.4	Modell- und Berechnungsansätze aus der Fachliteratur .....	36

3.3	Verluste im Magnetkreis .....	39
3.3.1	Materialcharakteristik.....	39
3.3.2	Eisenverluste.....	42
3.3.3	Verluste in Permanentmagneten .....	44
3.3.4	Modell- und Berechnungsansätze aus der Fachliteratur.....	45
3.4	Bestimmung der Verluste durch eine Maschinenvermessung.....	52
3.4.1	Modellbasiert .....	52
3.4.2	Verlustseparationsansätze.....	53
3.4.3	Wirkungsgradbestimmung durch indirekte Verlustermittlung .....	54
3.4.4	Direkte Verlustbestimmung.....	56
<b>4</b>	<b>Vorgehensweise zur Charakterisierung der Verluste.....</b>	<b>59</b>
4.1	Prüfling.....	61
4.1.1	Berechnungsmodell.....	63
4.1.2	Stromverdrängung.....	64
4.1.3	Verluste im Magnetkreis .....	65
4.2	Stromverdrängung.....	66
4.2.1	Ansatz.....	66
4.2.2	Prüfstand.....	73
4.2.3	Ergebnis.....	73
4.2.4	Fazit .....	76
4.3	Fertigungseinfluss im Stator.....	76
4.3.1	Ansatz.....	77
4.3.2	Flussverläufe im Einzelzahn.....	79
4.3.3	Prüfstand.....	84
4.3.4	Bestimmung der Zahnverluste.....	86

4.3.5	Fazit .....	95
4.4	Nullstrommessung, sinusförmige Speisung und Gesamtmaschinenvermessung.....	96
4.4.1	Ansatz .....	96
4.4.2	Prüfstand .....	102
4.5	Kombination der Methoden .....	114
<b>5</b>	<b>Ergebnisse .....</b>	<b>117</b>
5.1	Numerische Feldberechnung.....	117
5.2	Maschinenverluste im Leerlauf .....	121
5.3	Gesamtmaschinenvermessung.....	123
5.3.1	Verluste unter Last.....	123
5.3.2	Einfluss der Harmonischen durch Umrichterspeisung .....	128
<b>6</b>	<b>Diskussion der Ergebnisse.....</b>	<b>135</b>
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick .....</b>	<b>145</b>
	<b>Anhang.....</b>	<b>151</b>
	<b>Symbolverzeichnis.....</b>	<b>169</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis .....</b>	<b>177</b>
	<b>Tabellenverzeichnis .....</b>	<b>183</b>
	<b>Literaturverzeichnis.....</b>	<b>185</b>



# 1 Einleitung

Die Elektrifizierung der Antriebsstränge im Automobilbereich nimmt in den letzten Jahren stark zu. Durch gestiegene Batteriekapazitäten und Reichweiten bis über 700 km [1], [2] stehen reine Elektroautos im direkten Wettbewerb mit konventionellen Antrieben. Den Zahlen des Kraftfahrtbundesamtes zufolge ist der Anteil der Hybrid- und Elektrofahrzeuge an den PKW-Neuzulassungen in Deutschland auf 43% im Jahr 2021 gestiegen [3].

Der Trend hin zur Elektromobilität könnte zum einen durch ein gestiegenes Bewusstsein der Bevölkerung für nachhaltige Fortbewegungsmöglichkeiten erklärt werden, zum anderen sind gesteigener Fahrkomfort und geringere Wartungs- sowie Betriebskosten als Vorteile der alternativen Antriebstechnik zu nennen [4]. Die Laufruhe des E-Motors senkt die Geräuschkulisse im Innenraum und bietet volles Drehmoment ab Drehzahl null. Dies führt zu einem sportlicheren Fahrgefühl.

Zusätzlich beeinflussen regulatorische Bedingungen, wie die in der EU beschlossenen CO<sub>2</sub>-Flottengrenzwerte [5], [6] oder CO<sub>2</sub>-Bepreisungen [7] den Automobilmarkt. Diese sollen dem fortschreitenden Klimawandel entgegenwirken. Unter anderem durch die „Erforschung und Förderung, Entwicklung und vermehrte Nutzung von neuen und erneuerbaren Energieformen [...] und von fortschrittlichen und innovativen

umweltverträglichen Technologien“ [8] soll eine nachhaltige Entwicklung gefördert und „der Anstieg der durchschnittlichen Erdtemperatur deutlich unter 2 °C über dem vorindustriellen Niveau“ [9] gehalten werden. Neun der zehn heißesten Jahre seit Beginn der Wetteraufzeichnung liegen im vergangenen Jahrzehnt, die zehn heißesten Jahre insgesamt wurden alle nach 2004 aufgezeichnet [10]. Neben zunehmender Eisschmelze und einem Ansteigen des Meeresspiegels werden häufigere Wetterextreme als mögliche Folgen genannt [11]. Der Klimawandel und die anthropogene globale Erwärmung gehören somit zu den dringlichsten Herausforderungen des 21. Jahrhunderts.

Elektromobilität kann einen Beitrag zur Senkung von lokalen Emissionen, beispielsweise im Innenstadtbereich, ebenso wie die generelle Senkung von Emissionen, insbesondere bei der Nutzung rein regenerativ erzeugten Stroms, leisten [12–14]. Mehrere Metropolen und Länder planen daher Zulassungsverbote für Autos mit Verbrennungsmotor in den nächsten Jahren [15], [16]. Elektromobilität ist auf dem Weg zu einer nachhaltigen Gesellschaft jedoch nur ein Baustein unter vielen.

Ein wichtiger Aspekt aktueller Entwicklungen bei der Elektrifizierung von Antriebssträngen in Elektrofahrzeugen ist das Ermöglichen großer Reichweiten. Dafür ist eine Optimierung aller Antriebsstrangkomponenten nötig. Dies ist eine vielschichtige Aufgabenstellung, da das Zusammenwirken aller Komponenten als System effizienter gestaltet werden soll. Für den Motor sind neben Effizienz und Wirkungsgrad auch der Bauraum und das Gewicht wichtige Zielgrößen. Aus der gestiegenen Nachfrage an elektrischen Antrieben hat sich in den vergangenen Jahren eine Dynamik in der Weiterentwicklung der Elektromotoren ergeben, wodurch aktuell viele neue Konzepte untersucht werden.

Für die einzelnen Hersteller ergeben sich neue Anreize den Automatisierungsgrad der Fertigungsverfahren beispielsweise durch automatische Wickelmaschinen [17] und Formspulenwicklungen zu erhöhen.



Die Verwendung von Formdraht erhöht den Kupferfüllfaktor [18: S.66ff.]. Steckbare Statorzähne können im Statoraufbau verwendet werden und ermöglichen neue Wicklungskonzepte. Eine weitere Reduktion des Bauraums kann durch die Integration der Leistungselektronik in den Motor erreicht werden. Außerdem zeigen mehrphasige Systeme [19], [20] und neue Fertigungsverfahren [18], [21], [22] zukünftige Potentiale von E-Maschinen.

Die Bewertung neuer Konzepte oder Fertigungsverfahren erfolgt anhand vorgegebener Designziele wie Gewicht, Bauraum, Effizienz und Kosten. Die Effizienz eines Antriebes wird in der Entwicklungsphase häufig durch numerische Berechnungen ermittelt. Idealisierte Betrachtungen und Vereinfachungen in der Modellierung einzelner Verlustanteile, zum Beispiel durch sinusförmige Stromverläufe, sind in der Entwicklung üblich, führen jedoch zu Abweichungen von Testergebnissen aufgebauter Prototypen. Insbesondere die Bewertung des Einflusses verschiedener Fertigungsverfahren auf die Eisenverluste ist ein aktuelles Thema der Forschung. Standardisierte Messplätze zur Charakterisierung elektromagnetischer Proben beruhen auf nicht paketierte Blechstreifen (Epsteinrahmen) oder paketierte Proben, die der Geometrie der späteren Verwendung in der Maschine nicht nahekommen (Ringkern). Eine realitätsnahe Bewertung der fertigungsbedingten Verlustanteile ist damit nicht möglich. Exaktere Modell- und Messansätze sind demgegenüber mit mehr Implementierungsaufwand verbunden [23–33].

Vermehrt werden zudem Kupferleiter mit großem Querschnitt eingesetzt und hohe elektrische Grundfrequenzen erreicht, wodurch es zu zusätzlichen, frequenzabhängigen Verlusten in den Wicklungen der Maschine kommt. Diese Verluste können in einer Finiten Elemente (FE) Rechnung simulativ bestimmt werden. Eine messtechnische Validierung dieser Verluste erfordert die Co-Simulation zur Separation der Eisenverluste des jeweiligen Aufbaus und ist daher aufwändig und stark abhängig von der Güte der verwendeten Eisenverlustmodellierung [34–38].

Entgegen der durch Rippel überlagerten Stromverläufe die beim Betrieb elektrischer Maschinen an konventioneller Leistungselektronik auftreten, werden Simulationen oft mit ideal sinusförmigem Strom durchgeführt. Dies entspricht den Modellannahmen vieler Verlustmodelle und reduziert die Simulationszeit deutlich. Aufgrund gesteigerter Rechenleistung wird eine simulative Betrachtung der taktungsbedingten Einflüsse heutzutage jedoch häufiger angewandt. Der Abgleich mit Messungen gestaltet sich jedoch aufwändig, insbesondere wenn alle auftretenden Harmonischen betrachtet werden.

Die entstehenden Abweichungen aus Simulationen gegenüber Prüfstandsmessungen können je nach Ausnutzung der Maschine variieren, resultieren aber in verlängerten Produktentwurfszyklen. Werden beispielsweise festgelegte Wirkungsgrade oder Arbeitspunkte aus einem Pflichtenheft nicht erreicht muss nachgebessert werden. Eine detaillierte Ermittlung und Analyse der Abweichungen zwischen numerisch berechneten und den am Prüfstand identifizierten Verlusten ist also unverzichtbar für eine effiziente Maschinenauslegung und bildet den Kern dieser Arbeit. Mit Komponentenprüfständen werden die Berechnungsmodelle der Maschine genauer charakterisiert und validiert. Durch eine überschwingungsarme Speisung des verwendeten Prüflings ist der Vergleich durch alle Modellierungsebenen hindurch möglich und eine Bewertung der Abbildungsgenauigkeit der FE-Rechnungen kann angegeben werden.

Im Rahmen der Arbeit wird der Fertigungseinfluss auf die Eisenverluste unter Verwendung eines Messplatzes zur Charakterisierung von einzelnen Statorzähnen bewertet. Der Messplatz wurde in der vorangegangenen Dissertation von Marc Veigel [23] entwickelt und wird mit einer neuen, einfachen aber genauen Beschreibung der Verluste anhand der Parametrierung nach Bertotti von Breining et. al. [E1] verwendet um die numerisch berechneten Eisenverluste genauer zu beschreiben. Der Fokus liegt hier auf

einer Parametrierung die mit kommerzieller FE-Software einfach umsetzbar ist.

Außerdem wird ein neuer Messplatz vorgestellt, der unter maschinennahen Flussverhältnissen in der Wicklung die Validierung der berechneten frequenzabhängigen Wicklungsverluste ermöglicht. Eine neue, rein messtechnische Messmethodik reduziert Aufwand und Modellunsicherheit gegenüber aus der Literatur bekannten Verfahren. Diese wird verwendet um die berechneten frequenzabhängigen Wicklungsverluste des Prüflings zu bewerten.

Zur Bewertung der numerischen Rechnungen wird eine Prüflingsmaschine vermessen und deren Verlustanteile ermittelt. Hierfür ist unter anderem die Verschaltung der Wicklungsenden derart angepasst, dass der Nullstrom der im Dreieck verschalteten Maschine messbar wird. Ein siebenstufiger Multilevelumrichter ermöglicht die überschwingungsarme *sinusförmige* Speisung des Prüflings und einen guten Vergleich zur numerischen Feldberechnung im gesamten Betriebsbereich der Maschine. Messergebnisse und Simulationsergebnisse können direkt und ohne den Einfluss Harmonischer miteinander verglichen werden.

Die Arbeit liefert somit eine ganzheitliche Betrachtung der Maschinenverluste und dadurch einen Beitrag zur genaueren Verlustbeschreibung permanentmagneterregter Synchronmaschinen. Der vorgestellte Ansatz ermöglicht die Reduktion von Unsicherheiten beim Vergleich zwischen Ergebnissen aus Messung und Berechnung im kompletten Betriebsbereich der Maschine. Beim Prüfling handelt es sich um eine permanentmagneterregte Synchronmaschine eines Hybridfahrzeugs mit vergrabenen Magneten und konzentrierter Wicklung. Die kurze Bauform und der vergleichsweise große Durchmesser eignen sich gut zur Getriebeintegration.

## Gliederung der Arbeit

Die genannten Schwerpunkte werden anhand einer „durchgehenden Messkette“ von den einzelnen Komponenten bis hin zur aufgebauten Prototypenmaschine detailliert betrachtet: Abbildung 1.1. Im Rahmen der Arbeit wurden dazu Bleche des Rotor- und Statormaterials, Statoreinzelzähne, Statorsegmente mit Wicklung - sogenannte Motoretten, ein Dummy Rotor mit nichtmagnetisierten Magneten und ein funktionsfähiger Maschinenprototyp untersucht. Zur Untersuchung der Eisenverluste wurden Rotor- und Statorblechproben und die Einzelzähne aus derselben Fertigungscharge wie der aufgebaute Prototyp bezogen.

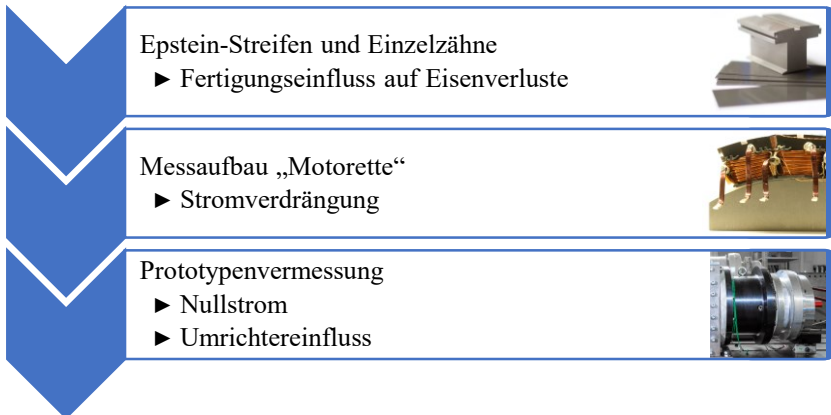


Abbildung 1.1: Durchgehende Messkette zur Bewertung der Verluste in permanentmagneterregten Synchronmaschinen

Im zweiten Kapitel werden zunächst die benötigten Grundlagen zu permanentmagneterregten Synchronmaschinen, Leistungselektronik und Regelung gelegt.

Kapitel 3 gibt einen Überblick über die physikalischen und materialspezifischen Beschreibungen der Verlustprozesse in elektrischen Maschinen. Darauf aufbauend werden Ansätze zur Berechnung und

messtechnischen Ermittlung der Verlustprozesse genannt um den Stand der Technik zu definieren.

Kapitel 4 beschreibt die gewählte Vorgehensweise zur Verlustcharakterisierung und verwendete Ansätze, Prüfstände und Methoden. In Kapitel 5 werden die Ergebnisse aus Simulation und Messung vorgestellt und in Kapitel 6 diskutiert. Zum Abschluss der Arbeit wird eine Zusammenfassung und ein Ausblick gegeben.



# 2 Grundlagen

In diesem Kapitel werden die Grundlagen zu permanentmagneterregten Synchronmaschinen, Leistungselektronik und Regelung beschrieben. Diese bilden die Basis der zum Verständnis der Arbeit nötigen Theorie in den folgenden Kapiteln.

Maschinen mit hohen Anforderungen an das Leistungsgewicht und den Bauraum sind heutzutage häufig permanentmagneterregte Synchronmaschinen. Aufgrund der hohen Energie- und Leistungsdichte der Magnetmaterialien sind diese meist kompakter als elektrisch erregte Varianten. Für den Betrieb als drehzahlvariabler Antrieb ist eine entsprechende Leistungselektronik erforderlich. Geeignete Ansteuersignale werden durch einen Regelalgorithmus berechnet und über die Signalverarbeitung bereitgestellt. Die Beschreibungen im Rahmen dieser Arbeit beziehen sich auf Radialflussmaschinen mit innenliegendem Rotor.

## 2.1 Permanentmagneterregte Synchronmaschine

Eine permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM) setzt sich aus einem ortsfesten Stator und einem drehbar gelagerten Rotor zusammen. Rotor und Stator bestehen aus Eisen, bzw. Elektroblech, welche sich durch eine hohe

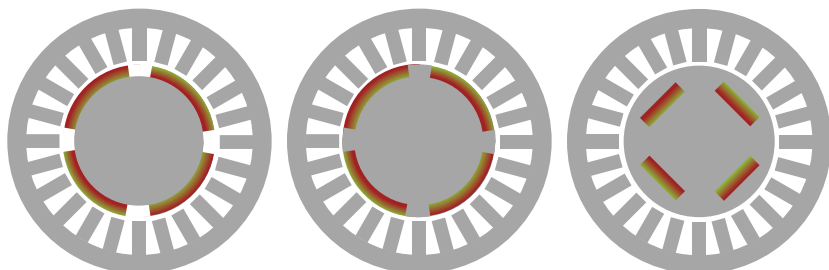


Abbildung 2.1: Darstellung verschiedener Rotortypen: Oberflächenmagnete, eingebettete und vergrabene Magnete

magnetische Leitfähigkeit (Permeabilität  $\mu$ ) auszeichnen. In den Stator sind Wicklungen aus Kupfer zur Erzeugung eines Statorfeldes eingelegt. Der Rotor enthält Permanentmagnete, die je nach Anordnung das Betriebsverhalten der Maschine bestimmen [39], [40: S.90ff.], [41: S.205]. Diese können als Oberflächenmagnete, eingebettete oder vergrabene Magnete platziert sein: Abbildung 2.1. Im Betrieb koppelt das Statorfeld mit dem Magnetfeld der Rotormagnete und an der Welle entsteht ein Drehmoment.

### 2.1.1 Aufbau und Fertigungstechnik

Der Stator der Maschine besteht aus einem Joch und Zähnen, die radial in Richtung Rotor ausgerichtet sind. Das in Rotor und Stator verwendete Elektroblech ist in axialer Richtung gegeneinander isoliert und reduziert dadurch auftretende Wirbelströme, die zu hohen Verlusten führen können. Um eine ausreichende mechanische Stabilität zu gewährleisten, sind die einzelnen Bleche durch Stanznoppen, Schweißnähte oder Kleber verbunden.

Die Wicklung der Maschine befindet sich in den Nuten des Stators. Die am häufigsten verwendete Art der Wicklung ist eine dreiphasige Wicklung, deren Stränge je um  $120^\circ$  phasenversetzt angeordnet sind. Diese kann als verteilte oder konzentrierte Wicklung ausgeführt werden. Die konzentrierte Wicklung ist einfacher zu wickeln und kann daher leicht automatisiert hergestellt werden.



Außerdem ist der entstehende Wickelkopf kleiner und der benötigte Bauraum nimmt ab. In Bezug auf die magnetischen Eigenschaften ergeben sich jedoch auch Nachteile: So treten im Vergleich zur verteilten Wicklung höhere Harmonische im Luftspaltfeld auf. Geometrisch bedingt ist bei Maschinen mit größerem Durchmesser häufig eine Zunahme der Polpaarzahl und damit der elektrischen Grundfrequenz. Folglich treten bei konzentrierten Wicklungen stärkere Drehmomentoszillationen und höhere Verluste auf [41: S.201ff].

Im Automobilbereich sind kompakte Bauweise, geringe Verluste und ein hoher Automatisierungsgrad der Fertigung wichtige Anforderungen an den elektrischen Fahrtrieb. Eine kompakte Bauweise erfordert eine hohe Ausnutzung der Maschine und effiziente Kühlmethode [42]. Speziell im Eisenkreis führt eine hohe Ausnutzung zu nichtlinearen Effekten wie der Sättigung des Materials. Dies führt zu sich ändernden Parametern im Betriebsbereich und dadurch erhöhten Ansprüchen an die Regelung der Maschine [43]. Um große Reichweiten zu ermöglichen, sind ein hoher Wirkungsgrad und somit geringe Verluste im gesamten Antriebsstrang notwendig. Ein hoher Automatisierungsgrad in der Fertigung führt dazu, die Maschine kostengünstig und in hoher Stückzahl herstellen zu können. Beispielsweise ist die automatisierte Fertigung von verteilten Wicklungen aktuell von großem Interesse und viele Ansätze wie Hairpin-, I-Pin und Wellenwicklung finden häufiger Verwendung [41: S.203f.].

### 2.1.2 Systembeschreibung

Die Beschreibung des Systemverhaltens der Permanentmagneterregten Synchronmaschine kann auf Grundlage der Gleichungen der einzelnen Stränge der Maschine durchgeführt werden. Eine Übertragung in das rotororientierte dq-Koordinatensystem stellt die komplexen Beziehungen entkoppelt und vereinfacht dar. Dadurch ist eine Betrachtung des Systems in Gleichgrößen möglich [43], [44: S.357].

Das dreiphasige Ersatzschaltbild der im Dreieck geschalteten PMSM ist in Abbildung 2.2 dargestellt und wird durch die Gleichungen (2.1) - (2.3) mathe-

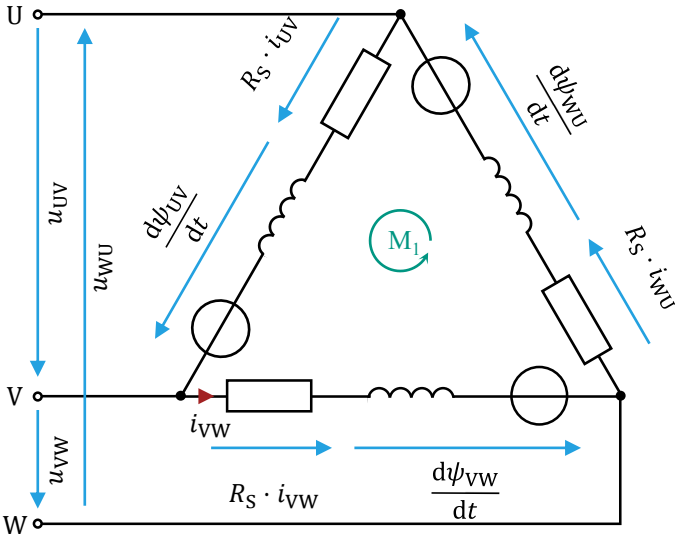


Abbildung 2.2: Dreiphasiges Ersatzschaltbild der im Dreieck geschalteten PMSM

matisch beschrieben.  $R_S$  ist der Strangwiderstand,  $u_x$  die jeweilige Strangspannung,  $i_x$  der jeweilige Strangstrom und  $\psi_x$  die Flussverkeftung im Strang  $x \in [UV, VW, WU]$ .

$$u_{UV} = R_S \cdot i_{UV} + \frac{d\psi_{UV}}{dt} \quad (2.1)$$

$$u_{VW} = R_S \cdot i_{VW} + \frac{d\psi_{VW}}{dt} \quad (2.2)$$

$$u_{WU} = R_S \cdot i_{WU} + \frac{d\psi_{WU}}{dt} \quad (2.3)$$

Zur einfacheren Beschreibung des Systems können die einzelnen Größen als komplexer Raumzeiger dargestellt werden. Der Raumzeiger wird durch die vektorielle Addition der einzelnen Stranggrößen gebildet und im komplexen

Raum dargestellt. Mathematisch wird diese Transformation durch Anwendung der Clarke-, bzw.  $\alpha\beta$ -Transformation [45], [46] auf die Stranggrößen  $y \in [i, u, \psi]$  in einem statorfesten Bezugssystem mit

$$\begin{pmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(0^\circ) & \cos(120^\circ) & \cos(240^\circ) \\ \sin(0^\circ) & \sin(120^\circ) & \sin(240^\circ) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_{UV} \\ y_{VW} \\ y_{WU} \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

und Anwendung der Park-, bzw. dq-Transformation [47], [48] in einem rotorfesten Bezugssystem mit

$$\begin{pmatrix} y_d \\ y_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(0^\circ - \gamma) & \cos(120^\circ - \gamma) & \cos(240^\circ - \gamma) \\ \sin(0^\circ - \gamma) & \sin(120^\circ - \gamma) & \sin(240^\circ - \gamma) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_{UV} \\ y_{VW} \\ y_{WU} \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

beschrieben. Die Park-Transformation entspricht der Clarke-Transformation und einer zusätzlichen Drehung um den Rotorwinkel  $\gamma$ :

$$\begin{pmatrix} y_d \\ y_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Bei einem symmetrischen, dreiphasigen System ist die Länge des Vektors aus der Addition der einzelnen Stranggrößen im stationären Zustand konstant.

Die Transformation in das rotorfeste dq-System ermöglicht eine entkoppelte Betrachtung der physikalischen Größen in d- und q-Achse. Eine Systembeschreibung in Gleichgrößen ist möglich und führt zu Vereinfachungen in Modellbildung und Regelung. Die entsprechende Spannungsgleichung lautet:

$$\underline{u}_{dq} = R_S \cdot \underline{i}_{dq} + \frac{d\underline{\psi}_{dq}}{dt} + j\omega \underline{\psi}_{dq} \quad (2.7)$$

Durch die Drehung in das rotorfeste dq-System entsteht ein zusätzlicher Term in der Spannungsgleichung. Dadurch wird die Gegenspannung aufgeteilt

in den Anteil  $d\underline{\psi}_{dq}/dt$  der durch die Änderung der rotororientierten Ströme entsteht und den Anteil  $j\omega\underline{\psi}_{dq}$  aus der Rotordrehung und der Änderung der statororientierten Ströme [49], wobei  $\omega$  die elektrische Kreisfrequenz ist.

Zur vollständigen Beschreibung der Maschine ist aus der Summe der Stranggrößen  $y \in [i, u, \psi]$  das Nullsystem zu berechnen:

$$y_0 = \frac{1}{3} \cdot (y_{UV} + y_{VW} + y_{WU}) \quad (2.8)$$

Das Nullsystem kann sich je nach Verschaltung der Stränge der Maschine unterschiedlich ausprägen. Bei einer Sternschaltung kann durch einen angeschlossenen Nullpunkt ein Nullstrom fließen. Ist der Sternpunkt nicht angeschlossen, treten je nach Ansteuerung Nullspannungen auf, die bei elektrischen Maschinen beispielsweise zu kapazitiven Verschiebeströmen und Lagerschäden [50: S.497] führen können. Bei einer Maschine in Dreiecksschaltung ist, wie in Abbildung 2.2 dargestellt, stets eine geschlossene Masche ( $M_1$ ) vorhanden, in der sich aufgrund von Asymmetrien im Magnetkreis ein Nullstrom ausbilden kann [S1]. Asymmetrien entstehen durch Fertigungstoleranzen und nichtlineare Effekte wie bspw. der Eisensättigung [51], [52]. Dieser Strom kann nicht von außen beeinflusst werden und erzeugt zusätzliche Kupferverluste in der Maschine. Der Strom entsättigt außerdem den Magnetkreis und kann zur Reduktion der Eisenverluste führen [53]. Für eine vollständige Beschreibung der Maschine im dq0-System ergeben sich folgende Gleichungen:

$$u_d = R_S \cdot i_d + \frac{d\underline{\psi}_d}{dt} - \omega\underline{\psi}_q \quad (2.9)$$

$$u_q = R_S \cdot i_q + \frac{d\underline{\psi}_q}{dt} + \omega\underline{\psi}_d \quad (2.10)$$

$$u_0 = R_S \cdot i_0 + \frac{d\underline{\psi}_0}{dt} \quad (2.11)$$

Der ohmsche Widerstand der Wicklung  $R_S$  kann über eine Vierleitermessung mit Gleichstrom hinreichend genau bestimmt werden. Der an den Klemmen der Maschine ermittelte Widerstand  $R_{\text{mess}}$  muss mit  $3/2$  multipliziert werden, da durch die Schaltung im Dreieck die beiden weiteren Strangwiderstände parallel wirksam sind. Hierbei wird angenommen, dass die drei Strangwiderstände identisch sind.

$$R_S = \frac{3}{2} \cdot R_{\text{mess}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{u_{\text{mess}}}{i_{\text{mess}}} \quad (2.12)$$

Bei einer Sternschaltung ist  $R_S = 1/2 \cdot R_{\text{mess}} = 1/2 \cdot u_{\text{mess}}/i_{\text{mess}}$ , da eine Reihenschaltung zweier Widerstände zwischen den Klemmen gemessen wird: Abbildung 2.3.

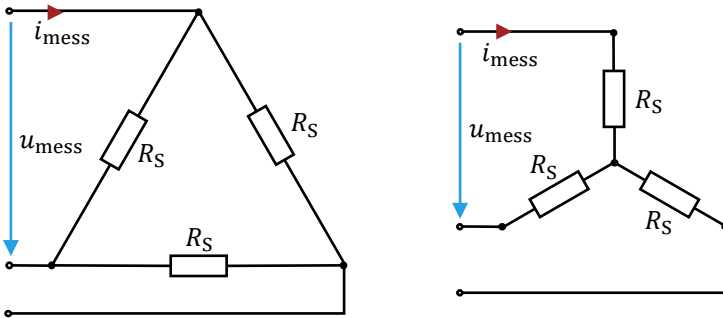


Abbildung 2.3: Widerstandsmessung bei Dreiecks- und Sternschaltung

Zur Identifikation der Flussverkettungen  $\psi_d$  und  $\psi_q$  existieren verschiedene Ansätze in der Literatur. Eine Messung bei festgebremstem Rotor, dem sogenannten *locked-rotor-test* [54], kann ebenso wie bei sich drehender Maschine im quasistationären Zustand, *steady-state-test* [55],

durchgeführt werden. Außerdem ist eine Berechnung mit Methoden der Finiten Elemente (FE) möglich.

Die Flussverkettungen sind mehrdimensionale Funktionen und beschreiben magnetische Charakteristika wie Eisensättigung, Kreuzverkopplung oder Oberwellen [54], [E2], [E3]. Decker zeigt in [56: S.36], dass  $\psi_d, \psi_q$  und  $\psi_0$  in Abhängigkeit der Ströme  $i_d, i_q$  und des elektrischen Rotorwinkels  $\gamma$  beschrieben werden können. Die zeitlichen Ableitungen der Flussverkettungen aus (2.9) - (2.11) werden damit zu:

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

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

$$\frac{d\psi_0}{dt} = \underbrace{\frac{\partial\psi_0}{\partial i_d}}_{L_{d0}} \cdot \frac{di_d}{dt} + \underbrace{\frac{\partial\psi_0}{\partial i_q}}_{L_{q0}} \cdot \frac{di_q}{dt} + \underbrace{\frac{\partial\psi_0}{\partial \gamma}}_{\Gamma_0} \cdot \frac{d\gamma}{\omega} \quad (2.15)$$

Zur Vereinfachung der Darstellung werden die partiellen Ableitungen der Flussverkettungen nach den Strömen mit differentiellen Induktivitäten  $L_{dd}, L_{dq}, L_{qd}, L_{qq}, L_{d0}, L_{q0}$  und die partiellen Ableitungen der Flussverkettungen nach dem Rotorwinkel mit differentiellen Winkelabhängigkeiten  $\Gamma_d, \Gamma_q, \Gamma_0$  beschrieben. Die Ableitung des Rotorwinkels  $\gamma_{el}$  nach der Zeit entspricht der elektrischen Kreisfrequenz  $\omega$ .

### 2.1.3 Leistungsgleichungen

Ausgehend von der Systembeschreibung können die Leistungsgleichungen der Maschine aufgestellt werden. Im elektrischen wird die Leistung  $P_{el}$  durch das Produkt aus Strom  $i$  und Spannung  $u$ , im mechanischen wird  $P_{mech}$  durch das Produkt aus Drehmoment  $M$  und mechanischer Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  und somit vier messbaren physikalischen Größen beschrieben:

$$\begin{aligned}
 P_{el} &= u_{UV} \cdot i_{UV} + u_{VW} \cdot i_{VW} + u_{WU} \cdot i_{WU} & (2.16) \\
 &= \underbrace{R_S \cdot i_{UV}^2 + R_S \cdot i_{VW}^2 + R_S \cdot i_{WU}^2}_{P_{V,Cu}} \\
 &\quad + \underbrace{\frac{d\psi_{UV}}{dt} \cdot i_{UV} + \frac{d\psi_{VW}}{dt} \cdot i_{VW} + \frac{d\psi_{WU}}{dt} \cdot i_{WU}}_{P_{mag} + P_{mech,i}}
 \end{aligned}$$

$$P_{mech} = M \cdot \Omega \quad (2.17)$$

Aus den Gleichungen geht hervor, dass sich die elektrische Leistung  $P_{el}$  in die Kupferverlustleistung  $P_{V,Cu}$ , die magnetische Leistung  $P_{mag}$  und die innere mechanische Leistung  $P_{mech,i}$  aufteilt. Hierbei beschreibt die Kupferverlustleistung diejenige Leistung, die in der Wicklung in Wärme umgesetzt wird.  $P_{mag}$  beschreibt den Anteil der Leistung, der in die magnetische Domäne übergeht und zum einen die Verluste im Magnetkreis beschreibt, zum anderen auf den Magnetisierungszustand der Maschine einwirkt. Eine Stromänderung hat stets eine Flussänderung in der Maschine zur Folge. Die innere mechanische Leistung  $P_{mech,i}$  ist die aus dem elektromagnetischen Kreis auf den Rotor übertragene mechanische Leistung und kann auch über das innere Moment  $M_i$  der Maschine beschrieben werden. Abzüglich der mechanischen Reibungsverluste  $P_{V,mech}$  entspricht  $P_{mech,i}$  der auf die Welle der Maschine wirksamen Leistung  $P_{mech}$ . Die Drehmomente sind ebenso zu verstehen:

$$P_{\text{mech}} = P_{\text{mech},i} - P_{\text{V,mech}} \quad (2.18)$$

$$M = M_i - M_{\text{reib}} \quad (2.19)$$

Das innere Moment  $M_i$  kann durch Koeffizientenvergleich aus den dq0-Größen beschrieben werden. Je nach Modelltiefe kann  $M_i$  als Grundwellen- [43: S.28] oder oberwellenbehaftetes Moment [E3] angegeben werden. Die Bewegungsgleichung der Maschine kann unter Kenntnis des Lastmoments  $M_L$  an der Welle und der Trägheit  $J$  des Systems angegeben werden:

$$M - M_L = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.20)$$

## 2.2 Leistungselektronik

Permanentmagneterregte Synchronmaschinen in der Antriebstechnik werden in der Regel durch Drehstrombrückenschaltungen (DBS) aus einem Gleichspannungszwischenkreis gespeist. Diese bestehen, wie in Abbildung 2.4 dargestellt, aus jeweils sechs Transistoren und sechs dazu antiparallel geschalteten Dioden. Abhängig von der Stromrichtung übernehmen Transistor oder Diode den Stromfluss. Als Transistoren werden je nach Anwendungsfall meist Si-IGBTs (englisch für insulated-gate bipolar transistor) oder Si-/SiC-MOSFETs (englisch für metal-oxide-semiconductor field-effect transistor) verwendet<sup>1</sup> [41: S.251f.], [58], [59].

Die einzelnen Halbleiterbauelemente können wie in Abbildung 2.4 grau dargestellt in drei Halbbrücken aufgeteilt werden. Im dreiphasigen Verbund sind dann je Halbbrücke zwei Schaltzustände möglich:  $+U_{\text{ZK}}$  bzw.  $0 \text{ V}$  gegen-

---

<sup>1</sup> In Abbildung 2.4 ist die DBS mit IGBTs dargestellt. Bei der Verwendung von MOSFETs kann deren Rückwärtsleitfähigkeit ausgenutzt werden um den Stromfluss nur im Schaltvorgang über die antiparallele Diode zu leiten. Die Durchlassspannung wird dadurch reduziert und ein Wirkungsgradgewinn kann erzielt werden [57: S.66].



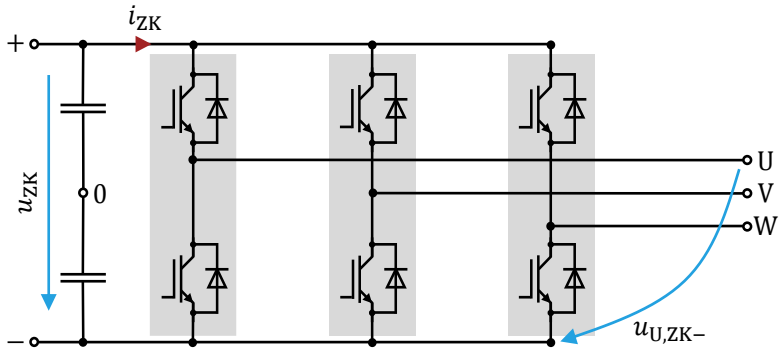


Abbildung 2.4: Ersatzschaltbild der Drehstrombrückenschaltung

über dem negativen Zwischenkreispotenzial: Abbildung 2.5(b) oben. Die Zustände, in denen beide Transistoren offen bzw. geschlossen sind, werden beim dreiphasigen Betrieb an einem DC-Zwischenkreis in der Regel nicht eingesetzt. In Summe ergeben sich für die Drehstrombrückenschaltung  $2^n = 2^3 = 8$  mögliche Schaltzustände, vgl. Abbildung 2.5(a). Zwischen den einzelnen Klemmen der Halbbrücke liegt die verkettete Ausgangsspannung an, die bei einer im Dreieck geschalteten Last deren Strangspannung entspricht und die Werte  $+U_{ZK}$ ,  $0\text{ V}$ ,  $-U_{ZK}$  annehmen kann, siehe Abbildung 2.5(b) unten. Im Gegensatz zur im Dreieck geschalteten Last kann die Strangspannung einer im Stern geschalteten Last die Werte  $+\frac{2}{3}U_{ZK}$ ,  $+\frac{1}{3}U_{ZK}$ ,  $-\frac{1}{3}U_{ZK}$ ,  $-\frac{2}{3}U_{ZK}$ , annehmen [60: S.606].

Die Spannung hat einen rechteckförmigen Verlauf und resultiert beim stationären Betrieb einer PMSM in einem sinusförmigen Stromverlauf, der von dreieckförmigen Stromüberschwingungen, sogenannten Stromrippeln, überlagert ist: Abbildung 4.28(a) [60: S.661]. Die Stromrippel entstehen durch den induktiven Anteil der Strecke der PMSM. Dieser wirkt auf die rechteckigen Spannungszeitflächen wie ein Integrator. Die Stromrippel verursachen in der Maschine zusätzliche Verluste in Kupfer und Eisen (sog.

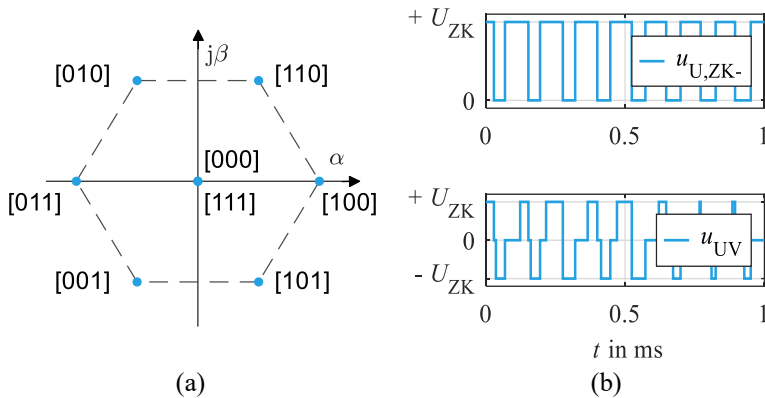


Abbildung 2.5: Schaltzustände und Ausgangsspannungen  $u_{U,ZK-}$  und  $u_{UV}$  der Drehstrombrückenschaltung

minor-loops). Ein möglichst geringer Stromüberschwingungsgehalt ist also zu erzielen. Durch schnelles Takten oder Verringern der Spannungsstufenhöhe lassen sich die Spannungszeitflächen und somit auch der Stromrippel reduzieren. Ebenso wichtig ist die passende Wahl der induzierten Spannung der Maschine in Relation zur Zwischenkreisspannung [61: S.101ff.].

Die einzelnen Halbleiterventile der Drehstrombrücke werden in Echtzeitanwendungen meist mit einer festen Taktfrequenz  $f_T$  pulswertenmoduliert angesteuert. Der Modulator wandelt eine gewünschte Sollausgangsspannung in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  und Taktperiodendauer  $T_T$  in zwei Schaltzeitpunkte um. Die Ein- und Ausschaltzeitpunkte können beispielsweise über einen Vergleich mit einem Dreieckszähler gebildet werden, der die Sollspannung als Periodenmittelwert am Ausgang realisiert [60: S.660ff.]. Abweichungen von der Sollausgangsspannung können durch parasitäre Effekte der Halbleiterbauelemente im Schalt- und Durchlassverhalten, sowie Mindesteinschalt-, Mindestausschalt- und Verriegelungszeiten der Treiber entstehen [60: S.718ff.], [43: S.33ff.], [62: S.49ff.].

## 2.3 Regelung permanentmagneterregter Synchronmaschinen

Durch die steigende Ausnutzung der PMSM steigen die Anforderungen an Materialien, Leistungselektronik und Steuerung. Hochausgenutzte Synchronmaschinen, die beispielsweise im Automobilbereich verwendet werden, haben nichtlineare Eigenschaften die durch die Eisensättigung, Rotoranisotropie und Kreuzverkopplung hervorgerufen werden. Konventionelle Regelverfahren die diese nichtlinearen Eigenschaften nicht berücksichtigen, erreichen nicht die volle Systemdynamik und weisen Instabilitäten im Regelkreis auf [63]. Durch eine Nachführung der Regelparameter [64] oder der Verwendung modellbasierter Ansätze [65] ist ein stabiler Betrieb im gesamten Arbeitsbereich möglich. Der im Rahmen dieser Arbeit verwendete modellbasierte, prädiktive Regler baut auf Vorarbeiten am Institut [43] auf und erweitert diese für eine im Dreieck geschaltete Maschine. Nichtlineare Flussverkeftungskennfelder werden zur Beschreibung der Maschinengleichungen (2.9) - (2.11) verwendet: Abbildung 4.25. Ein winkelabhängiger I-Anteil ermittelt die Regelabweichung aufgelöst über den elektrischen Winkel der Maschine. Somit wird die Regelabweichung beim entsprechenden Winkel korrigiert und der Anteil der Harmonischen im Strom reduziert, vgl. Abbildung 4.29 und [66], [S2]. Der Regler nutzt das gesamte, und in Abbildung 2.5(a) dargestellte, Sechseck der zur Verfügung stehenden Spannung aus. Ein Drehmomentsollwert wird durch vorausberechnete, drehmomentabhängige Stromsollwerte in dq-Koordinaten nach dem MTPA bzw. MTPV Verfahren (englisch für maximum torque per ampere bzw. volt) eingestellt [67: S.870ff.]. Aus aktuellen Veröffentlichungen kann auch eine onlinefähige Strategie mit zusätzlicher Unterdrückung von Drehmomentoszillationen abgeleitet werden [68].

Da der Regler in einem Echtzeitsystem mit festem Regeltakt verwendet wird, ist eine Zeitdiskretisierung des Modellansatzes notwendig. Gewöhnlich entspricht der Regeltakt der Taktfrequenz der Leistungselektronik. Zu einem

festen Zeitpunkt übergibt der Regler dem Modulator die entsprechenden Sollwerte bzw. Aussteuergrade, die dort in Schaltzeitpunkte für die einzelnen Halbleiter umgewandelt werden. Dies geschieht üblicherweise kurz vor Beginn einer Taktperiode  $k$ , um Signallaufzeiten zu kompensieren: siehe Pfeil bei  $\bar{u}_{d,q,t_{k+1}}^*$  in Abbildung 2.6. Die Messung der Ströme erfolgt hier zum Periodenende, bzw. -anfang, die Spannung wird überabgetastet und gemittelt.

Die Sollausgangsspannungen für die nächste Taktperiode  $k+1$  werden vom Regler auf Basis der Messwerte zu Beginn der Taktperiode  $k$  und der Modellgleichungen (2.9) und (2.10) berechnet. In [43: S.23f.] zeigt Richter, dass unter Annahme linearer Änderungen von Strom und Flussverkettungen, sowie konstanter Kreisfrequenz  $\omega$  über einen Takt hinweg, die Trapezregel zur numerischen Integration der Spannungsanteile einer stark nichtlinearen PMSM verwendet werden kann:

$$\bar{u}_{d,k} = \frac{1}{2}R_S(i_{d,t_k} + i_{d,t_{k+1}}) + \frac{\psi_{d,t_{k+1}} - \psi_{d,t_k}}{T} - \frac{1}{2}\omega_{t_k}(\psi_{q,t_k} + \psi_{q,t_{k+1}}) \quad (2.21)$$

$$\bar{u}_{q,k} = \frac{1}{2}R_S(i_{q,t_k} + i_{q,t_{k+1}}) + \frac{\psi_{q,t_{k+1}} - \psi_{q,t_k}}{T} + \frac{1}{2}\omega_{t_k}(\psi_{d,t_k} + \psi_{d,t_{k+1}}) \quad (2.22)$$

Durch Vernachlässigen der dynamischen ohmschen Spannungsanteile können (2.21) und (2.22) nach  $\psi_{d,t_{k+1}}$  und  $\psi_{q,t_{k+1}}$  umgestellt und die Flüsse zu Beginn der nächsten Taktperiode vorausberechnet werden [43: S.62f.]: (2.23) und (2.24). Durch Verwendung der inversen Flussverkettungsfunktionen werden die zugehörigen Stromwerte  $i_{d,t_{k+1}}$  und  $i_{q,t_{k+1}}$  bestimmt.

$$\psi_{d,t_{k+1}} = \psi_{d,t_k} + T \cdot \frac{\bar{u}_{d,k} - R_S i_{d,t_k} + \omega_{t_k} \psi_{q,t_k}}{1 + \frac{1}{4} \omega_{t_k}^2 T^2} \quad (2.23)$$

$$+ T^2 \cdot \frac{\frac{1}{2} \omega_{t_k} \bar{u}_{q,k} - \frac{1}{2} \omega_{t_k} R_S i_{q,t_k} - \frac{1}{4} \omega_{t_k}^2 \psi_{d,t_k}}{1 + \frac{1}{4} \omega_{t_k}^2 T^2}$$

$$\psi_{q,t_{k+1}} = \psi_{q,t_k} + T \cdot \frac{\bar{u}_{q,k} - R_S i_{q,t_k} - \omega_{t_k} \psi_{d,t_k}}{1 + \frac{1}{4} \omega_{t_k}^2 T^2} \quad (2.24)$$

$$+ T^2 \cdot \frac{-\frac{1}{2} \omega_{t_k} \bar{u}_{d,k} + \frac{1}{2} \omega_{t_k} R_S i_{d,t_k} - \frac{1}{4} \omega_{t_k}^2 \psi_{q,t_k}}{1 + \frac{1}{4} \omega_{t_k}^2 T^2}$$

Ausgehend von den prädizierten Größen  $\underline{i}_{dq,t_{k+1}}$  und  $\underline{\psi}_{dq,t_{k+1}}$  und den Sollgrößen  $\underline{i}_{dq}^*$  und  $\underline{\psi}_{dq}^*$  für  $\underline{i}_{dq,t_{k+2}}$  und  $\underline{\psi}_{dq,t_{k+2}}$  kann die Sollausgangsspannung  $\underline{u}_{dq,t_{k+1}}^*$  unter Anwendung von (2.21) und (2.22) für den nächsten Taktschritt ermittelt werden.

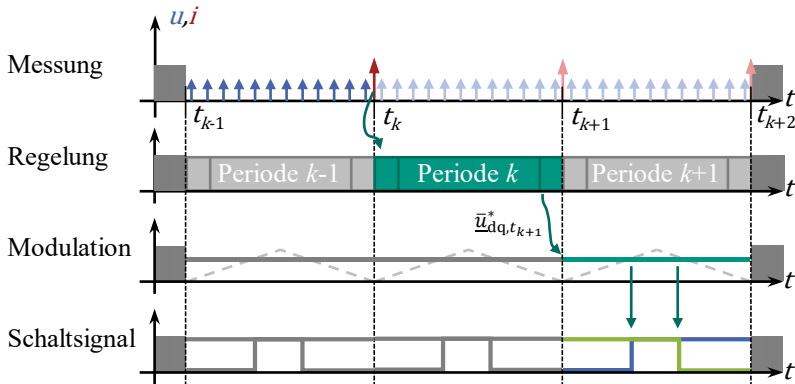


Abbildung 2.6: Zeitdiskrete Regelung der PMSM



# 3 Verlustprozesse in elektrischen Maschinen

Dieses Kapitel gibt einen Überblick über die in elektrischen Maschinen auftretenden Verlustprozesse, deren Wirkungsort und die physikalische Beschreibung. Anschließend werden aus der Literatur bekannte Verfahren zur Verlustermittlung durch Berechnung und Messung diskutiert.

## 3.1 Mechanische Verluste

Mechanische Verluste entstehen in elektrischen Maschinen aufgrund der Reibung der Lager und der Reibung der Oberfläche des Rotors am ihm umgebenden Medium. Hierbei ist das umgebende Medium bei Antrieben für E-Fahrzeuge meist Luft. Bei hoch ausgenutzten Antrieben kann eine zusätzliche Öl-Spritzkühlung der Wicklungsenden zu einem Flüssigkeitseintrag in den Luftspalt führen. Dies muss bei der Bewertung der Reibungsverluste berücksichtigt werden [69], [70], trifft jedoch auf die betrachtete Maschine nicht zu und wird daher hier nicht behandelt. Zusätzliche Verluste durch ein Lüfterrad können ebenfalls entstehen, sind jedoch eher bei Industrie- oder Großmaschinen vorzufinden. Auf die beiden Prozesse der Luft- und Lagerreibung wird in diesem Kapitel näher eingegangen.

### 3.1.1 Luftreibung

Maßgeblich für die Beschreibung der Luftreibung ist der Zustand der Luftmasse im Luftspalt. Bei kleinen Drehzahlen strömt diese laminar und tangential im Luftspalt und bildet eine sogenannte Couette-Strömung [71: S.74]. Mit steigender Drehzahl bilden sich Taylor-Wirbel aus, die die Luftmasse durchsetzen, eine turbulente Strömung entsteht [72: S.9]. Die Zusammenhänge können nach [72] und [73] in Abbildung 3.1 zusammengefasst dargestellt werden. In der y-Achse ist dabei die sogenannte Reynoldszahl  $Re$  angegeben, die dazu verwendet wird die Strömungseigenschaften eines Körpers zu charakterisieren [72: S.10]. Außerdem sind die Luftreibungsverluste abhängig von der Form der Rotoroberfläche.

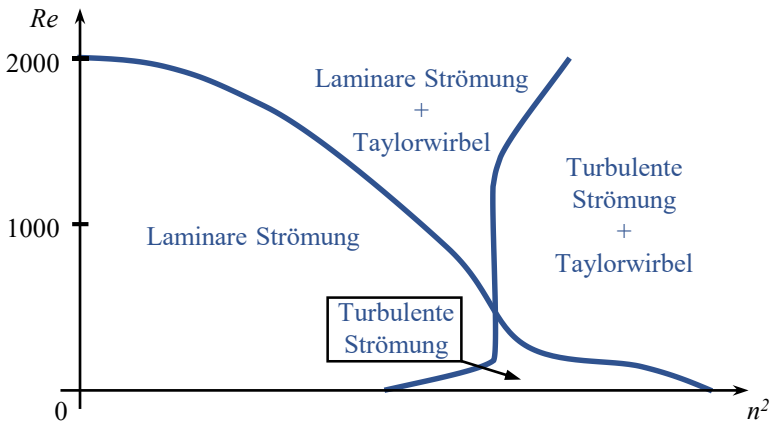


Abbildung 3.1: Strömungsarten in elektrischen Maschinen in Abhängigkeit von Reynoldszahl und Rotationsgeschwindigkeit, [72: S.12]



### 3.1.2 Lagerreibung

Die Reibung in den Lagern der Maschine ist abhängig von einer Vielzahl von Parametern die den Aufbau des Lagers beschreiben. Verschiedene Schmierstoffe weisen unterschiedliche Viskositäten auf, die sich wiederum temperaturabhängig verändern. Art und Einbauweise des Lagers haben Einfluss auf die angreifenden Kräfte auf die einzelnen Kugeln und führen somit zu anderen Reib- und Gleitverlusten. Außerdem entstehen aufwändig zu modellierende Strömungs- und Spritzverluste des Lagerfettes [74: S.25], [75]. Analytische Beschreibungen können beispielsweise [74: S.25ff.] entnommen werden und basieren auf Erfahrungswerten [76: S.432]. Eine zunehmend breitere Datenbasis liefern die Lagerhersteller, die über Kataloge oder Online-Datenbanken entsprechende Parameter bereitstellen [77], [78].

### 3.1.3 Modell- und Berechnungsansätze aus der Fachliteratur

#### Berechnungsansätze

Die Luftreibungsverluste sind proportional zur dritten Potenz der Drehzahl und können mit (3.1) modelliert werden [79].  $c_f$  ist der von der Läuferoberfläche abhängige Reibungsvorfaktor,  $\rho_{\text{Luft}}$  die Dichte von Luft,  $r_{\text{R,a}}$  der Rotorausendurchmesser und  $l_{\text{Fe}}$  die Länge des Eisenpaketes in axialer Richtung.  $c_f$  wird über die Reynolds-Zahl  $Re$  berechnet:  $c_f = 0,035 \cdot Re^{-0,15}$ , wurde jedoch ursprünglich für eine Asynchronmaschine glatter Läuferoberfläche empirisch bestimmt [74]. Eine direkte Verwendung für den Prüfling mit sinusförmigem Luftspalt ist nicht zielführend. Der Vollständigkeit halber sind die berechneten Verluste jedoch in Abbildung 3.2 dargestellt. Die Parametrierung analytischer Ansätze für die Luftreibungsverluste verschiedener Quellen beziehen sich auf stark schwankende, empirisch ermittelte Daten [72: S.17], [74: S.23], [76: S.432], daher wird im Rahmen dieser Arbeit eine messtechnische Bestimmung gewählt.

$$P_{V,\text{Luft}} = c_f \cdot \pi \cdot \rho_{\text{Luft}} \cdot r_{R,a} \cdot l_{Fe} \cdot (2\pi \cdot n)^3 \quad (3.1)$$

Lagerverluste sind proportional zur Drehzahl und können nach [74: S.25f.] mit (3.2) beschrieben werden.  $\mu_b$  steht für den Reibungsbeiwert des Lagers,  $F$  für die äquivalente Lagerbelastung und  $d_b$  für den Bohrungsdurchmesser des Lagers.

$$P_{V,\text{Lager}} = \mu_b \cdot F \cdot \frac{d_b}{2} \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \quad (3.2)$$

Die aus dem Datenblatt ermittelten Lagerreibungsverluste für die Prüflingsmaschine sind ebenfalls in Abbildung 3.1 dargestellt. Diese weichen bei  $n < 1000$  1/min leicht von der direkten Proportionalität zur Drehzahl ab. Da es sich jedoch um die zur Applikation passenden Herstellerangaben handelt, werden diese als korrekt angenommen. Ein angepasster Reibungsbeiwert, bzw. eine angepasste Lagerbelastung im niederen Drehzahlbereich ist denkbar.

#### **Messtechnische Ansätze**

In der Literatur sind drei verschiedene Ansätze zur messtechnischen Ermittlung der Reibungsverluste vorherrschend:

- Drehmomentmessung im Leerlauf bei stationärer Drehzahl [80], [81: S.140f.],
- Verlustseparation bei stationärer Drehzahl [82], [83]
- Berechnung über den Drehzahlgradient bei Hoch- oder Auslauf der Maschine [72: S.20], [84: S.197].

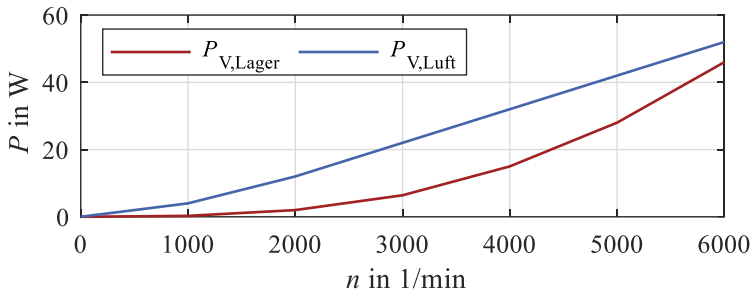


Abbildung 3.2: Analytisch berechnete Luftreibungsverluste, sowie Lagerreibung aus Datenblatt

Da eine direkte Drehmomentmessung des Reibmomentes mit einer großen Messunsicherheit einhergeht [85: S.69] und der Ansatz der Verlustseparation viele Freiheitsgrade in der Parameterwahl besitzt, beruht der in Kapitel 4.4.1 vorgestellte Ansatz auf der Berechnung der Reibverluste anhand des Drehzahlgradienten beim Auslaufvorgang der Maschine. Hierfür wird der Prüfling durch die Lastmaschine auf die Maximaldrehzahl hochgeschleppt und die Klemmen der Lastmaschine werden geöffnet. Der Maschinensatz trudelt dadurch ohne extern angreifendes Moment aus und kann anhand der mechanischen Bewegungsgleichung (2.20) beschrieben werden, wobei  $M = M_{\text{reib}}$  und  $M_L = 0$  ist. Über die Kenntnis des Trägheitsmomentes und durch Messung der Drehzahl, bzw. des Drehzahlgradienten kann somit das Reibmoment des Maschinensatzes ermittelt werden.

## 3.2 Kupferverluste

Kupfer- oder Stromwärmeverluste entstehen im Kupfer der Wicklung der Maschine. Der Wichtigste zu bestimmende Parameter ist der temperaturabhängige ohmsche Widerstand der Wicklung. Außerdem

beeinflusst das Nutstreufeld die Kupferverluste und erzeugt frequenz- und stromabhängige Zusatzverluste.

### 3.2.1 Ohmscher Widerstand

Ein ohmscher Leiter beschreibt einen linearen Zusammenhang zwischen Strom  $i$  und Spannung  $u$  in der gegebenen Leitergeometrie. Der Proportionalitätsfaktor  $R$  ist dabei abhängig vom Material und dessen Geometrie:

$$\frac{u}{i} = R = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (3.3)$$

$\rho$  ist der spezifische Widerstand,  $l$  die Länge und  $A$  die Querschnittsfläche des Materials. Verantwortlich für den spezifischen Widerstand eines Metalls sind Stöße der Ladungsträger mit Gitterschwingungen und Fehlstellen in der Gitterstruktur [86: S.69]. Die Gitterschwingungen nehmen mit steigender Temperatur zu und der Widerstand wird dadurch temperaturabhängig, siehe Kapitel 3.2.4. Der spezifische Widerstand von Kupfer bei Raumtemperatur beträgt  $\rho_{\text{Cu},20^\circ\text{C}} \approx 1,7 \cdot 10^{-2} \Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$  [86: S.78]. Der Einfluss der Temperatur  $\vartheta$  wird mit einer linearen Näherung über den Temperaturkoeffizienten  $\alpha = 4,3 \cdot 10^{-3} \text{ 1/K}$  [86: S.78] und der Temperaturdifferenz  $\Delta\vartheta = \vartheta - \vartheta_0$  hinreichend genau abgebildet (vgl. Abbildung 4.2) :

$$R(\vartheta) = R(\vartheta_0) \cdot (1 + \alpha \cdot (\vartheta - \vartheta_0)) \quad (3.4)$$

Da die meisten Maschinen über Temperatursensoren für die Wicklung verfügen, lässt sich die Berechnung der Verluste entsprechend nachführen.

Den direkten Zusammenhang zwischen elektrischem Widerstand  $R$  und der im Leiter entstandenen Verlustleistung  $P_{V,\text{Cu}}$  beschreibt das erste Joulsche Gesetz [87]:

$$P_{V,Cu} = R(\vartheta) \cdot i^2 \quad (3.5)$$

Im Rahmen dieser Arbeit wird der ohmsche Widerstand  $R_S$  zur Beschreibung des Strangwiderstands der Maschine unter Berücksichtigung der Leitertemperatur benutzt. Durch die Verrechnung mit dem Quadrat des Strangstroms kann somit die Verlustleistung in der Wicklung bestimmt werden.

### 3.2.2 Stromverdrängung

Bei Wechselströmen hoher Frequenzen entsteht in den Leitern der Wicklung einer PMSM eine inhomogene Stromverteilung durch Wirbelströme. Die Wirbelströme in der Wicklung entstehen durch drei Effekte: induzierte Spannungen auf Grund des eigenen elektrischen Feldes (Skin-Effekt), auf Grund des Feldes weiterer Leiter (Proximity-Effekt) und durch ein sich änderndes Nutstreufeld [88]. Der Strom wird an den Rand des Leiters verdrängt, man spricht von Stromverdrängung<sup>2</sup> [87].

Im Falle des Skin-Effektes wird ein einzelner, stromdurchflossener Leiter im Vakuum betrachtet, dessen eigenes elektrisches Feld eine nicht homogene Stromdichteverteilung im Leiter hervorruft. Der ursächliche Strom  $\vec{i}$ , bzw. die ursächliche Stromdichte  $\vec{j}$  rufen - entsprechend des Durchflutungsgesetzes - eine in radialer Richtung zunehmende magnetische Feldstärke  $\vec{H}$  hervor:

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{j} \quad (3.6)$$

Die Durchflutung  $\vec{H}$  wiederum bedingt eine zeitlich veränderliche magnetische Flussdichte  $\vec{B}$ , die ein rotierendes elektrisches Feld  $\vec{E}$  induziert.

---

<sup>2</sup> Der Begriff Stromverdrängung entspricht nicht den tatsächlichen Verhältnissen eines quasistationären elektromagnetischen Feldes, das hier zu Grunde liegt, [89: S.434]. Trotzdem hat sich dieser Begriff zur Beschreibung eines Diffusionsvorgangs etabliert, da der Strom im Leiter im Vergleich zum Gleichstromfall verdrängt erscheint.

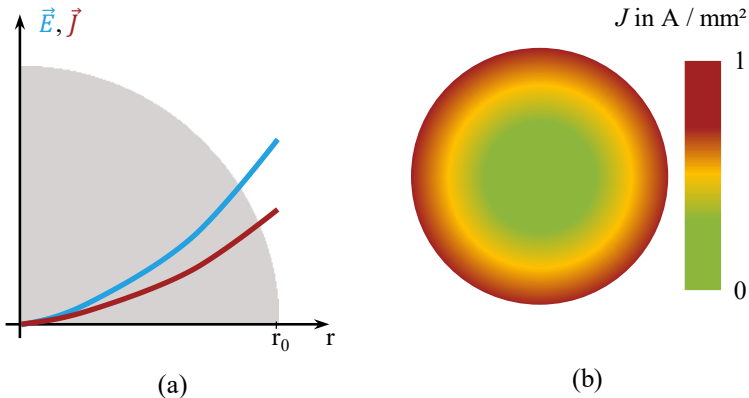


Abbildung 3.3: Feld- und Stromdichteverteilung in einem runden Leiter

Dieses elektrische Feld nimmt mit steigendem Radius des Leiters zu, siehe Abbildung 3.3(a). Analog zu  $\vec{E}$  nimmt auch die induzierte Spannung zu und somit die Wirbelströme im Leiter. Diese erzeugen eine inhomogene Stromdichteverteilung im Leiter, vgl. Abbildung 3.3(b). Die direkte Beziehung zwischen Flussdichte  $\vec{B}$  und elektrischem Feld  $\vec{E}$  beruht auf dem Induktionsgesetz:

$$\text{rot } \vec{E} + \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0 \quad (3.7)$$

Die zeitliche Ableitung der Flussdichte zeigt die Relevanz des Skin-Effektes bei hohen Frequenzen. Eine steigende Frequenz der Flussdichte resultiert in einem größer werdenden Term  $\partial \vec{B} / \partial t$  der Flussdichteänderung und somit einer höheren elektrischen Feldstärke  $\vec{E}$ . Dadurch nehmen die Wirbelströme zu und die Stromdichteverteilung wird inhomogener.

Im Gegensatz zu den Annahmen beim Skin-Effekt im Vakuum treten in elektrischen Maschinen zwei generelle Unterschiede auf: Zum einen weisen die Wicklungen einer Maschine meist mehr als einen Leiter auf, was zu Beeinflussungen der Felder der Einzelleiter untereinander führt, zum anderen

befinden sich im magnetischen Kreis der Wicklung magnetisch wirksame Materialien wie Eisen und Permanentmagnete. Dies führt dazu, dass aufgrund von Streuflüssen insbesondere im Bereich der Luftspaltöffnung der Nut von hochausgenutzten Maschinen die Stromdichteverteilung im Leiter stark von der in Abbildung 3.3(b) abweicht, siehe Abbildung 3.4(b). Iwasaki zeigt in [90], dass der Einfluss des Magnetkreises und etwaige Streupfade dominante Faktoren in der Entstehung der zusätzlichen Stromverdrängungseffekte sein können. Dies ist dadurch ersichtlich, dass die in Abbildung 3.4(b) dargestellte Stromdichteverteilung nicht mehr radialsymmetrisch wie in Abbildung 3.3(b) ist, sondern sich entsprechend der Streuflusspfade in Abbildung 3.4(a) ausbildet. Als Folge treten, je nach Leiterquerschnitt und magnetischem Kreis der Maschine, schon bei wenigen hundert Hertz deutliche Inhomogenitäten der Stromdichte auf, die Zusatzverluste in der Wicklung der Maschine verursachen.

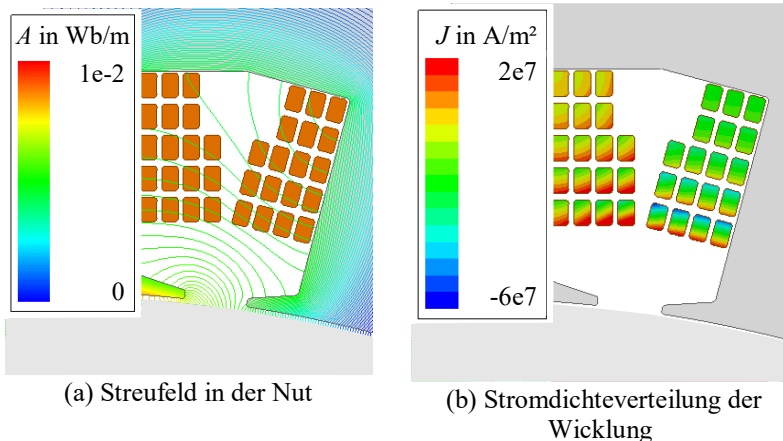


Abbildung 3.4: Einfluss von Stromverdrängung auf die Leiter einer PMSM bei  $n = 6000 \frac{1}{\text{min}}$ ,  $i_d = -200 \text{ A}$ ,  $i_q = 33 \text{ A}$ ,  $t = 0,7 \text{ T}$   
 (a): Vektorpotential  $A$  in der Nut  
 (b): Stromdichteverteilung  $J$  in der Wicklung

Die Verluste bei inhomogener Stromverteilung lassen sich durch Integration der Stromdichte  $\vec{j}$  im Volumen  $V$

$$P_{V,Cu} = \iiint_V \rho \vec{j}^2 dV \quad (3.8)$$

berechnen. Die Verluste im Leiter nehmen demnach aufgrund der Nichtlinearität von  $\vec{j}^2$  zu. Dies wird in der Literatur häufig mit einem Wechselstromwiderstand  $R_{AC}$  oder  $R_{\sim}$  modelliert [42].

Der Einfluss der Stromverdrängung auf die Verluste in der Wicklung von elektrischen Maschinen hängt stark von der Geometrie des Eisenkreises und der Wicklung ab. So entstehen hohe Stromverdrängungsverluste vor allem bei hochausgenutzten Maschinen mit einem relevanten Nutstrefefeld, wie auch Maschinen mit großen Leiterquerschnitten (Hairpin-Wicklung) oder hohen Polpaarzahlen. Abhilfe kann durch das Parallelschalten mehrerer dünner Leiter und einem gewissen Abstand der Leiter zur Luftspaltöffnung geschaffen werden [42]. Eine Aussage über die Verlustzunahme im Betrieb einer Maschine geben beispielweise [90] und [34]. Hier übersteigen die Kupferverluste den DC-Fall um bis zu 230% bzw. 700%. Die Zunahme ist stark geometrieabhängig. Mellor zeigt, dass der Einfluss auf den Wickelkopf vernachlässigbar ist, da die relevanten Streufelder in der Nut auftreten, [35].

#### 3.2.3 Einflussfaktoren

Weitere Einflussfaktoren auf die Stromwärmeverluste sind Harmonische im Stromverlauf.

##### Nullstrom

Die Verschaltung einer elektrischen Maschine im Dreieck ergibt einen, in den Zuleitungen der Maschine nicht messbaren, Nullstrom. Dieser setzt sich zusammen aus der Summe der drei Strangströme der Maschine: (3.9) und verursacht Kupferverluste die sich mit (3.10) berechnen lassen.



$$i_0 = \frac{1}{3} \cdot (i_{UV} + i_{VW} + i_{WU}) \quad (3.9)$$

$$P_{V,Cu,i_0} = 3 \cdot R_S \cdot i_0^2 \quad (3.10)$$

Eine Messung des Nullstromes kann durch zusätzliche Messeinrichtungen ermöglicht werden. Dies ist jedoch nicht in allen Maschinen möglich. Voraussetzung sind entweder zugängliche Klemmkästen, wie sie zum Beispiel bei vielen Standard-Asynchronmaschinen für die Umschaltung zwischen Stern- und Dreiecksschaltung vorhanden sind [91], [92], oder konstruktive Anpassungen [E3], [93]. Insbesondere bei elektrischen Traktionsantrieben ist eine Messung durch hochintegrierte und kompakte Konstruktionen nur schwer möglich.

### Harmonische im Luftspaltfeld

Der Aufbau des Stators aus Nuten und Zähnen und die Anordnung der Magnete im Rotor sind Ursache für rotorwinkelabhängige Flusspfade in der Maschine. Durch Drehung des Rotors entstehen winkelabhängige Induktivitäten und Flüsse. Auch die Art der Wicklung nimmt Einfluss auf die Oberfelder im Luftspaltfeld [76: 49,54,56-57]. Daraus resultieren im Betrieb der Maschine Harmonische im Strom und der Verlauf weicht von der idealen Sinusform ab. Diese führen zu einer Erhöhung des Stromeffektivwertes und somit zu mehr Verlusten.

### Umrichterbedingter Stromverlauf

Der Anteil der Änderung der Flussverkettungen  $d\psi_d/dt$ ,  $d\psi_q/dt$  und  $d\psi_o/dt$  an den Spannungsgleichungen der Maschine (2.9) - (2.11) kann durch die differentiellen Induktivitäten  $L_{dd}, L_{dq}, L_{qd}, L_{qq}, L_{d0}, L_{q0}$  beschrieben werden. Das integrierende Verhalten der Induktivitäten verursacht an der rechteckförmigen Ausgangsspannung des Umrichters (Abbildung 2.5 (b)) einen dreieckförmigen Stromverlauf, der den Maschinenstrom überlagert, vgl. Kapitel 2.2. Neben den taktfrequenten Harmonischen können auch schlecht

parametrierte Regler und der Betrieb nahe der Spannungsgrenze zu harmonischen Anteilen in den Strömen führen [76: S.453ff.]. Die zusätzlichen Harmonischen führen ebenfalls zu einer Erhöhung des Stromeffektivwertes und somit zu mehr Verlusten.

Zur Reduktion dieser Oberschwingungsanteile bieten sich eine hohe Taktfrequenz und die Verwendung entsprechender Regelalgorithmen an [42]. Eine ausreichende Regelreserve sollte im gesamten Maschinenarbeitsbereich vorherrschen. Auch die Verwendung von Mehrstufenstromrichtern dient der Reduktion der Harmonischen [E4], wird jedoch im Niederspannungsbereich aus Kostengründen selten, bzw. nur zur Vermessung, eingesetzt.

#### **3.2.4 Modell- und Berechnungsansätze aus der Fachliteratur**

##### **Berechnungsansätze**

Der ohmsche Widerstand wird anhand der geometrischen Daten durch (3.3) und (3.4) berechnet. Aufwändiger gestaltet sich die Ermittlung des Anteils durch Stromverdrängung. In der Literatur existieren zwar Ansätze, diese sind jedoch nur mit erheblichem Aufwand auf den Anwendungsfall einer PMSM anwendbar [38: 109-110]. In [87: S.338ff.] und [94: S.70ff.] leiten Küpfmüller und Schunk die Stromverdrängung für einen zylindrischen Leiter als Ankerstab in Wechselstrommaschinen her. Die Anwendung auf die Wechselstrommaschinen wird jedoch einseitig, d.h. ohne eine Betrachtung der Rückwirkung des Rotors auf die Wicklung durchgeführt. Durch den großen Einfluss des Rotorflusses auf das Nutstrefeld hat sich die Verwendung der FE-Simulation durchgesetzt [88], [95–97]. Die Anwendung bekannter analytischer Ansätze zur Berechnung der Stromverdrängung untersucht Junginger [38]. Durch Vergleich mit numerischer Berechnung und Messung zeigt er, dass die Annahme eines reinen Nutquerfeldes in modernen elektrischen Maschinen nicht gegeben ist. Sättigungseinflüsse und der Einsatz von Zahnspulen können durch entsprechende Erweiterungen der Analytik aufwändig aber gut beschreiben werden. Die Vielzahl der Einflüsse der

Rotorgeometrie und Umrichterspeisung legen allerdings die Nutzung der numerischen Berechnung nahe. Des Weiteren wird die Einführung einer effektiven Leiterbreite empfohlen. Eine ausführliche chronologische Darstellung der Ansätze zur Beschreibung der Stromverdrängung in den Nuten einer elektrischen Maschine ist ebenfalls Teil des Werkes [38: S.4ff.].

Noerenberg et. al. prognostizieren in [98] die Stromverdrängungsverluste auf Basis von sechs in FE berechneten Arbeitspunkten für den gesamten Maschinenarbeitsbereich. Grundlage bildet eine analytische Gleichung, die Drehzahl und Vorsteuerwinkel berücksichtigt. Dadurch können last- und drehzahlabhängige Einflüsse modelliert werden.

### **Messtechnische Ansätze**

Ein etablierter Ansatz zur Bestimmung des elektrischen Widerstands ist die Vierleitermessung. Hierbei wird die Wicklung bestromt und über eine spannungsrichtige Messschaltung werden Strangspannung und -strom gemessen. Aus dem Quotienten wird je nach Verschaltung der Strangwiderstand berechnet: (2.12). Mit einem Messwert der Wicklungstemperatur  $\vartheta$  kann der Widerstandswert temperaturabhängig nachgeführt werden, (3.4).

Messtechnische Untersuchungen zur Stromverdrängung sind in einer Vielzahl von Veröffentlichungen der University of Bristol zu finden. 2006 vergleichen Mellor et. al. in [34] verschiedene Wicklungsvarianten per FE. Ein experimenteller Aufbau aus drei benachbarten Zähnen ist in der Mitte bewickelt (Abbildung 3.5(b)) und ermöglicht einen Relativvergleich der Wicklungsvarianten. Der Aufbau wird Motorette genannt. Durch einen FE-basierten Separationsansatz werden die gemessenen Eisen- und Stromverdrängungsverluste voneinander getrennt. 2013 ermitteln Mellor et. al. das Verhältnis aus AC- und DC-Kupferverlusten für verschiedene Wicklungstemperaturen modellbasiert und experimentell [35]. Die Kupferverluste werden per FE-Rechnung von den Verlusten des Gesamtaufbaus abgetrennt. Wrobel et. al. vermessen und vergleichen 2014 auf

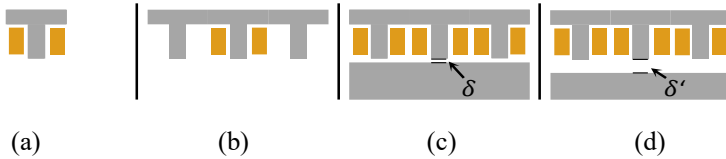


Abbildung 3.5: Motorettevarianten in ausgewählten Veröffentlichungen. Orange: Wickelraum, grau: Eisenkreis. Luftspalt  $\delta$ , um die Magnethöhe vergrößerter Luftspalt  $\delta' = \delta + h_{PM}$ .

Basis des selben Separationsansatzes komplette Statoren mit den Ergebnissen von Motorette-Vermessungen [36]. Es zeigt sich, dass die Verluste die das Motorette abbildet deutlich kleiner sind als die des gesamten Stators. Die real in der Maschine auftretenden Verluste werden um einen Faktor von bis zu 2,5 unterschätzt. Ähnliche Untersuchungen werden von Wrobel et. al. vergleichend mit Kupfer- und Aluminium-Wicklungen durchgeführt [99]. Jedoch weicht das Verhalten des verwendeten Motorette von der Charakteristik der Wicklung in der Maschine ab. Die Abweichungen sind durch Unterschiede im magnetischen Kreis zwischen Motorette und Stator zu erklären. Zum einen kann durch einen bewickelten Zahn kein Einfluss der Nachbarwindungen bzw. -zähne festgestellt werden, zum anderen entspricht durch den fehlenden Rotor der Pfad des magnetischen Flusses nicht dem im späteren Motorbetrieb.

Ein weiterführender Vergleich verschiedener Motorettevarianten wird von Godbehere et. al. in [37] durchgeführt. Die Relevanz einer anwendungsnahen Nachbildung des Nutstrefeldes wird dort aufgezeigt. Godbehere et. al. untersuchen einen Aufbau mit einem umwickelten Zahn (Abbildung 3.5(a)), einen Aufbau mit drei umwickelten, benachbarten Zähnen sowie einem Rotorrückschluss (Abbildung 3.5(c)) und den ursprünglich in [34] vorgestellten Aufbau (Abbildung 3.5(b)). Der Vergleich zeigt, dass die Flusslinien im Maschinenbetrieb vom Aufbau mit Rotorrückschluss am besten nachgebildet werden können. Auf Grundlage dieses Aufbaus wird im experimentellen Teil der Veröffentlichung eine Verlustseparation mit Hilfe eines thermischen Modells und FE-Simulationen durchgeführt um die

Eisenverluste des Aufbaus von den Kupferverlusten zu trennen. Dazu werden die Eisenverluste aus der validierten FE-Rechnung mit den gemessenen Verlusten verrechnet. Die Verlustaufteilung wird angegeben, eine Betrachtung der Zunahme der Verluste im Kupfer über der Frequenz ist nicht dargestellt. Im Gegensatz zu den vorangegangenen Veröffentlichungen bildet [37] die Flusslinienverläufe der Maschine realitätsnäher nach.

### **3.3 Verluste im Magnetkreis**

Die Verluste im Magnetkreis der Maschine entstehen im Rotor- und Statoreisen sowie den Permanentmagneten. Eisen und Magnete können als weich- und hartmagnetische Materialien voneinander unterschieden werden. Die Eigenschaften dieser Materialien und die damit verbundenen Verlustprozesse werden in diesem Kapitel näher beschrieben. Anschließend ist ein Überblick über Ansätze aus der Literatur zur Modellierung und Messung dieser Prozesse gegeben. Insbesondere die Charakterisierung und Modellierung der Eisenverluste ist eine herausfordernde Aufgabe der sich viele aktuelle Veröffentlichungen widmen.

#### **3.3.1 Materialcharakteristik**

Ursache der Magnetisierbarkeit von weichmagnetischen Materialien sind die magnetischen Dipolmomente der Elektronen. Diese verfügen über ein magnetisches Bahnmoment und ein Spinmoment. Das Bahnmoment entsteht durch die freie Bewegung des Elektrons innerhalb einer Elektronenwolke und ist vergleichbar mit einem elektrischen Kreisstrom. Das Spinmoment entsteht durch die Eigenrotation des Elektrons. Bei ferromagnetischen Stoffen kompensieren sich die Dipolmomente nicht und ein einzelnes Atom besitzt ein resultierendes magnetisches Moment [86: S.186ff.], [87: S.193], [24: S.8]. Anisotropie- und Austauschkräfte richten die einzelnen Atome in der Gitterstruktur aus und bilden lokal Bereiche gleicher Magnetisierungsrichtung, sogenannte weißsche Bezirke. Die einzelnen weißschen Bezirke sind getrennt

durch Grenzflächen in denen sich die Magnetisierungsrichtung der einzelnen Atome spiralförmig zueinander dreht, Abbildung 3.6(a). Diese Übergangsbereiche heißen Blochwände. Die Blochwände sind ca. 60 nm - 100 nm breit und meist an Gitterfehlstellen orientiert, da sich dadurch oft ein energetisches Minimum bildet [86: S.194ff.], [87: S.278f.], [24: S.9].

Ein äußeres Feld führt zur Größenänderung der weißchen Bezirke: Domänen die in Feldrichtung zeigen, werden größer, Domänen die entgegen der Feldrichtung ausgerichtet sind, kleiner. Die daraus resultierende Blochwandverschiebung ist bei niedrigen Feldstärken ein reversibler Prozess. Wird jedoch eine Blochwand über eine Gitterfehlstelle bewegt entsteht ein so genannter Barkhausensprung – diese Verschiebung ist irreversibel. Dadurch entstehen Sprünge in der  $BH$ -Kurve: Abbildung 3.6 (b). Bei größeren Feldstärken dreht sich die Ausrichtung ganzer Bezirke [86: S.196], [87: S.278], [24: S.10].

Unter Einfluss eines äußeren magnetischen Wechselfeldes durchläuft der weichmagnetische Werkstoff eine sogenannte Hysterese, Abbildung 3.7. Ausgehend vom Nullpunkt und unter der Annahme, dass das Material nicht magnetisiert ist, richten sich mit zunehmendem externem Feld  $\vec{H}$  (x-Achse)

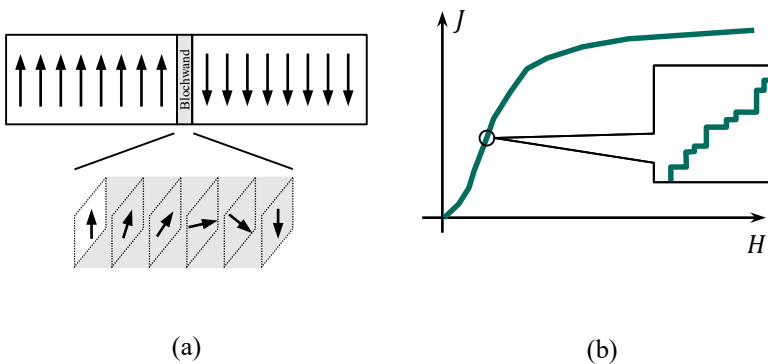


Abbildung 3.6: (a) Blochwand mit schraubenförmigem Übergang der Magnetisierungsrichtung [86: S.195] und (b) Barkhausensprünge während eines Magnetisierungsvorganges [100: S.282]

mehr Domänen in Feldrichtung aus. Dadurch nimmt die Polarisation  $J$  des Materials (y-Achse) zu: orangene Kennlinie bzw. Neukurve. Im Bereich hoher Feldstärken nimmt die Steigung ab. Die meisten Domänen sind hier bereits in Feldrichtung ausgerichtet und die feldverstärkende Wirkung des Materials nimmt ab. Das Material gerät dadurch in Sättigung.

Wird das äußere Feld wieder reduziert, nimmt die Polarisation entlang der grünen Kurve ab und durchläuft die charakteristischen Punkte der Remanenz  $J_r$  und Koerzitivfeldstärke  $H_C$  bis hin zur negativen Sättigungspolarisation  $-J_s$ . Ein erneutes Aufmagnetisieren erfolgt entlang der grünen Kennlinie [86: S.203f.]. Durch das Durchlaufen der grünen Hysteresekurve entsteht je Umlauf die Verlustenergie  $W = \int \vec{H} d\vec{B}$ . Dies ist die elementare Bestimmungsgleichung für Eisenverluste. Die Flussdichte  $\vec{B}$  ist definiert durch  $\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H} + J$ .

Neben Elektroblech als weichmagnetischem Material kommen in elektrischen Maschinen hartmagnetische Werkstoffe in Form der Permanentmagnete zum Einsatz. Diese besitzen eine hohe Koerzitivfeldstärke und werden daher im Betrieb nicht ummagnetisiert, sondern im zweiten Quadranten der  $BH$ -Kurve betrieben.

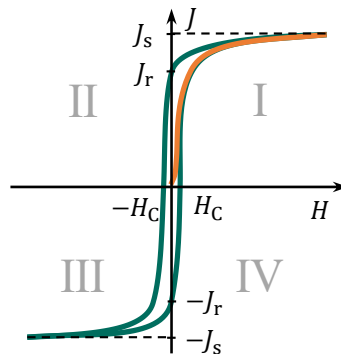


Abbildung 3.7: Schematische Darstellung von Neukurve (orange) und Hystereseschleife (grüne). Grau beschriftet sind die einzelnen Quadranten des Achsensystems.

### 3.3.2 Eisenverluste

Wie im vorangegangenen Kapitel beschrieben, wird durch das Umlaufintegral um die Hysteresekurve der Verlustbeitrag im Material beschrieben. Dabei ist die Fläche nicht ausschließlich vom Betrag des erregenden Feldes  $\vec{H}$  abhängig. Die Permeabilität  $\mu$ , die die Steigung der Kurve definiert, ist ein material- und frequenzabhängiger Parameter.

In Abbildung 3.8 sind die Hysteresekurven einer Blechprobe für verschiedene Frequenzen aufgetragen. Mit steigender Frequenz nimmt die Ausdehnung in H-Richtung zu und in Folge dessen auch die Verluste im Material. Diese Verlustzunahme ist durch größere Wirbelströme zu erklären. Im Allgemeinen können alle Verlustanteile im Eisen auf Wirbelströme zurückgeführt werden: Bei niederen Feldfrequenzen sind durch Barkhausensprünge verursachte transiente Flussänderungen an den Gitterfehlstellen die dominante Verlustquelle. Diese Flussänderungen sorgen für kurzzeitige Wirbelströme im Material und somit für Verluste [100: S.395]. Mit steigender Frequenz nimmt die Flussänderung des erregenden Feldes zu, wodurch globale Wirbelströme im gesamten Blechpaket ansteigen. Ab einer gewissen Frequenz übersteigen diese Wirbelstromverluste die von den Barkhausensprüngen verursachten Hystereseverluste. Ein dritter Verlustanteil resultiert aus mikroskopischen Wirbelströmen die sich um die aktiven Domänenwände der weißschen Bezirke herum ausbilden [100: S.411].

Wie bei den Kupferverlusten sind auch äußere Einflüsse Ursache für Änderungen der Charakteristik der Hysterese und damit der Verluste. Ist der Probekörper mechanischem Druck ausgesetzt, entstehen im Gitter Spannungen, die wiederum zu einer Verlustzunahme führen [29], [101–103]. Die Temperatur beeinflusst die Sättigungspolarisation und elektrische Leitfähigkeit des Materials. Der spezifische elektrische Widerstand von Elektroblech nimmt mit der Temperatur zu, was zu einer Reduktion der Wirbelstromverluste führt [24: S.22ff.]. Durch nichtsinusförmige Feldverläufe entstehen Nebenhystereseschleifen (auch minor-loops): [100: S.460], [104].



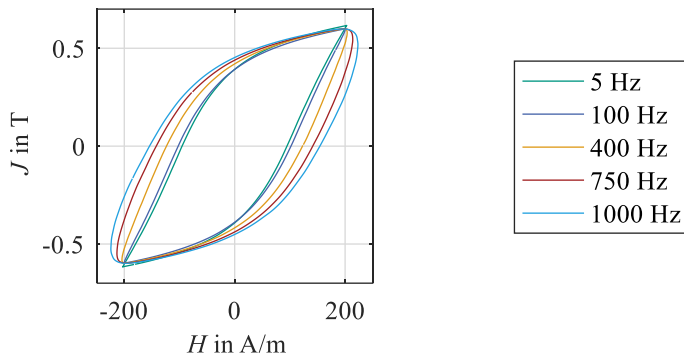


Abbildung 3.8: gemessene Hysteresekurven einer NO35-Blechprobe für verschiedene Frequenzen

Diese Nebenhystereseschleifen spannen ihrerseits eine zusätzliche Fläche  $\int \vec{H} d\vec{B}$  auf und verursachen somit mehr Verluste. Eine drehende Magnetisierung führt ebenso zu höheren Verlusten im Material als eine alternierende [76: S.443f.].

Geometrie, Material und Fertigungsweise des Probekörpers beeinflussen die Verlustcharakteristik [105]. Beispielsweise kann es bei hohen Frequenzen zu Feldverdrängungseffekten kommen, wodurch das Material nicht homogen durchflutet wird [87: S.347ff.]. Große Abweichungen durch Streuung der einzelnen Materialchargen sind keine Seltenheit, da eine Vielzahl an Prozessparametern die Qualität des Rohmaterials beeinflussen können. Des Weiteren führen die in der Fertigung notwendigen Trenn- und Fügeprozesse zu diversen Materialdegradationen:

- Das Stanzen der einzelnen Bleche verursacht zum einen Spannungen im Material im Bereich der Stanzkante, die zu einer Reduktion der Permeabilität und dadurch zu höheren Hystereseverlusten führen. Zum anderen können durch überstehende Stanzkanten Durchkontaktierungen

und somit gut leitfähige Bahnen für Wirbelströme entstehen [29], [106: S.41], [28].

- Beim Laserschneiden kann der Wärmeeintrag durch den Laser das Isolationsmaterial beschädigen [107]. In die Kristallstruktur eingebrachte thermische Spannungen beeinflussen die magnetischen Eigenschaften negativ [28].
- Verschweißen der Blechpakete führt zur Materialbeschädigung im Bereich der Schweißnaht und dadurch zu höheren Hystereseverlusten. Außerdem bildet die Naht eine gut leitfähige Bahn für Wirbelströme [108: S.22], [109].
- Der axiale Anpressdruck beim Verbacken von Blechpaketen führt ebenso wie der Anpressdruck beim Stanzpaketieren zu Spannungen im Material und höheren Hystereseverlusten [108: S.22], [109]. Stanznoppen führen ähnlich wie Schweißnähte zu Wirbelstrompfaden im Blechpaket [110].
- Insbesondere die Position der Schweißnähte bzw. Stanznoppen hat Auswirkungen auf die Höhe der auftretenden Wirbelstromverluste [106: S.113ff.].
- Beim Statorfügeprozess wird das Aktivteil des Stators in das Statorgehäuse eingepresst. Der entstehende Druck auf das Aktivteil bewirkt wiederum eine messbare Zunahme der Hystereseverluste: [102]. Außerdem entstehen an den Kontaktstellen der einzelnen Statorzähne Überlappungen der Blechpakete, welche zu Wirbelstrompfaden führen [106: S.32].

### **3.3.3 Verluste in Permanentmagneten**

In einer idealisiert betrachteten PMSM mit konstant zum Statorfeld drehendem Rotor, glatten Läuferaußen- und Statorinnenoberflächen, Wicklungen die ein sinusförmiges Luftspaltfeld erzeugen und ideal sinusförmig bestromt sind, treten im Rotor und dessen Magneten keine Verluste auf, da nur ein konstantes

Gleichfeld auf diesen einwirkt. Aufgrund der Nutzung des Stators, dem Wickelschema und getakteten Stromverlauf in den Wicklungen treten jedoch räumlich und zeitlich verteilte Oberwellen im Luftspalt auf. Diese führen zu Wechselfeldanteilen im Rotor und dadurch zu Rotorverlusten. Der vorherrschende Verlustmechanismus sind hierbei Wirbelströme, die in den elektrisch leitfähigen Magneten entstehen [111: S.561ff.]. Hystereseverluste können vernachlässigt werden [112], [113].

### 3.3.4 Modell- und Berechnungsansätze aus der Fachliteratur

#### Berechnungsansätze zur Bestimmung der Eisenverluste

Eisenverlustmodelle werden nach Krings und Soulard in vier Gruppen eingeteilt [114]. Diese unterscheiden sich in ihrer Art und Weise die auftretenden Effekte zu beschreiben und dem daraus resultierenden Beschreibungs- und Rechenaufwand:

- Modelle auf Basis der Steinmetz-Gleichung [115]

$$\begin{aligned} P_{\text{Steinmetz}} &= P_{\text{hys}} + P_{\text{eddy}} & (3.11) \\ &= \eta \cdot \hat{B}^{1.6} \cdot f + \varepsilon \cdot \hat{B}^2 \cdot f^2 \end{aligned}$$

in der  $\hat{B}$  die Flussdichteamplitude im Material ist und die Parameter  $\eta, \varepsilon$  per Fit aus Messergebnissen ermittelt werden. Die Gleichung wird heute oft vereinfacht durch

$$P_{\text{Steinmetz}} = k \cdot f^\alpha \cdot \hat{B}^\beta \quad (3.12)$$

angegeben. Diverse Erweiterungen ermöglichen die Abbildung von harmonischen Verläufen [116], minor-loops [117] und rotierenden Feldern [84], [118]. Vorteil ist die schnelle und einfache Berechnung. Nachteilig ist, dass das Modell ursprünglich für Ferrite entwickelt worden ist und nur in der Variante der *modified Steinmetz-Equation* [119] für die Anwendung an elektrischen Maschinen bzw. Elektroblech untersucht

wurde. Dies führt zu Ungenauigkeiten in der Abbildung von Messdaten mit Elektroblech, vor allem bei kleinen Frequenzen [114].

- Verlustseparationsansätze die eine genauere Beschreibung der Verlustprozesse in den Blochwänden ermöglichen. Bertotti benennt gegenüber Steinmetz zusätzlich den Excess-Verlust, der durch Wirbelströme in den Korngrenzen der einzelnen weißschen Bezirke verursacht wird [100: S.27]:

$$\begin{aligned} P_{\text{Bertotti}} &= P_{\text{hys}} + P_{\text{cls}} + P_{\text{exc}} & (3.13) \\ &= k_{\text{hys}} \cdot \hat{B}^2 \cdot f + k_{\text{cls}} \cdot \hat{B}^2 \cdot f^2 + k_{\text{exc}} \cdot \hat{B}^{1,5} \cdot f^{1,5} \end{aligned}$$

Vereinfachende Annahmen hierbei sind die Vernachlässigung von Feldverdrängungseffekten und Harmonischen bzw. nichtsinusförmigen Feldverläufen. Vorteile des Ansatzes sind die physikalisch zu Elektroblech und Eisen passende Beschreibung sowie eine schnelle Berechnung. Nach Bertotti werden die Eisenverluste wie in (3.13) durch drei Verlustmechanismen beschrieben: Hystereseverluste, Wirbelstromverluste (auch classic-losses genannt) und Excess-Verluste. Modell-Erweiterung wie bei Zhang [24] oder dem 5-Parameter-Modell, das am Institut für Elektrische Maschinen der RWTH Aachen entwickelt wurde [25–27], ermöglichen die Berücksichtigung der vernachlässigten Einflüsse durch Feldverdrängung, Sättigung und Harmonische. Die Bertotti-Gleichung wird beim IEM-Modell um zwei weitere Parameter  $a_3$  und  $a_4$  bzw. den Anteil  $P_{\text{nl}}$  erweitert

$$\begin{aligned} P_{\text{IEM}} &= a_1 \cdot \hat{B}^2 \cdot f + a_2 \cdot \hat{B}^2 \cdot f^2 (1 + a_3 \hat{B}^{a_4}) + a_5 \cdot \hat{B}^{1,5} \cdot f^{1,5} & (3.14) \\ P_{\text{nl}} &= a_2 a_3 \hat{B}^{a_4} \cdot \hat{B}^2 \cdot f^2 \end{aligned}$$

Die Erweiterung um den Anteil  $P_{nl}$  bildet das nichtlineare Verhalten genauer ab und die Modellabweichung kann bis hin zu hohen Feldstärken und Frequenzen verringert werden [26], [28].

- Die Verluste können auch anhand ihrer Entstehung durch wechselnde bzw. lineare Magnetisierung, rotierende Magnetisierung und Harmonische separiert und analytisch beschrieben werden. Diese Verlustseparation anhand des Magnetisierungsprozesses wird von Jacobs et. al. mit dem Bertotti-Ansatz verknüpft [26], wodurch eine Überschneidung mit der vorigen Gruppe auftritt.
- Hysterese-Modelle ermöglichen auf Basis mathematischer Modelle eine Nachbildung des zeitlichen Verlaufes der Hystereseschleife. Anerkannte Vertreter sind Preisach- [120] bzw. dynamische Preisach-Modelle [121], [122], das Jiles-Atherton-Modell [123] und Vektor-Play-Modelle [124], [125]. Diese Modelle ermöglichen bei entsprechender Parametrierung eine gute Abbildung von Nebenhystereseschleifen [33], [S3] und werden zunehmend in die Solver gängiger FE-Programme integriert. Nachteilig sind der hohe Modellierungsaufwand und Rechenleistungsbedarf.

Steinmetz- wie auch Bertotti-Modellparameter werden durch Fitting- Algorithmen aus Messdaten berechnet. Hierbei ist es wichtig, die Messdaten im entsprechenden Frequenz- und Flussdichtebereich zu nutzen. Luthardt et. al. untersuchen den Einfluss der Fittings von Messdaten bei Steinmetz- und Bertotti-Parametrierung [126]. Durch den zusätzlichen Excessloss-Parameter kann die Parametrierung nach Bertotti bei höheren Frequenzen die Verluste genauer abbilden. Ein Fit über große Frequenzbereiche kann dazu führen, dass einzelne Mechanismen so gewichtet werden, dass dadurch im interessanten Bereich größere Abweichungen auftreten. Die Auswertung des Korrelationskoeffizienten des Fittings im Betriebsbereich der Maschine liefert eine Bewertungsgrundlage für die Abbildungsgenauigkeit des Fits. Das Bertotti-Modell bietet des Weiteren die Möglichkeit die Verlustseparation zur Parameteridentifikation zu verwenden.

Der Wirbelstromverlustanteil wird dabei auf Basis der geometrischen Abmessungen rechnerisch separiert [127]. Eine weitere Betrachtung der Güte verschiedener Modellierungsansätze bei nichtsinusförmigen Flussverläufen liefern Stiller und Hahn [128].

Trenn- und Fügeprozesse führen wie in 3.3.2 dargestellt zu fertigungsbedingten Zusatzverlusten. Diese werden oftmals über empirisch ermittelte Zuschlagfaktoren den einzelnen Verlustmechanismen zugeordnet und können laut [108: S.16] zwischen 1.5 und 2 liegen, bei kleinen Maschinen deutlich darüber. Eine andere Möglichkeit ist es, Stator- und Rotorgeometrie in der numerischen Berechnung in unterschiedliche Zonen zu unterteilen, die wiederum in Abhängigkeit ihres Abstands von der Schnittkante beschrieben werden. Für die einzelnen Zonen können angepasste Magnetisierungscharakteristika und Verlustparameter definiert [29–31] und das lokale Materialverhalten beschrieben werden. Die Permeabilität des unbeschädigten Materials, der Permeabilitätsabfall an der Schnittkante und der lokale Verlauf der Materialdegradation können nach Elfgén et. al. aus Messungen ermittelt werden [32]. Des Weiteren existieren Ansätze mit erweitertem Luftspalt und druck- bzw. belastungsabhängigen Parametern [105].

#### **Messtechnische Ansätze zur Bestimmung der Eisenverluste**

Zur messtechnischen Ermittlung von Eisenverlusten existieren diverse Aufbauten. Diese werden in Aufbauten zur Charakterisierung von Ausgangsmaterialien wie einzelnen Blechtafeln oder Blechstreifen und in Aufbauten zur Vermessung bereits pakettierter Proben unterschieden.

In den Normen IEC 60404-2 [129] und IEC 60404-3 [130] werden der Epstein-Rahmen zur Vermessung kleiner Blechstreifen und das Tafelmessgerät zur Vermessung von Blechtafeln sowie die zugehörigen Messverfahren definiert. Bei beiden Aufbauten wird durch eine stromdurchflossene Erregerspule die Durchflutung des Probekörpers eingestellt und über eine stromlose Messspule der auftretende Fluss im Material bestimmt. Bei den Messverfahren werden standardmäßig

sinusförmige Flüsse eingeregelt. Beide Aufbauten werden zur Charakterisierung der Blecheigenschaften verwendet. Eine Aussage über Fertigungseinflüsse ist damit nicht möglich. Eine Erweiterung um die Beschreibung von Trennverfahren kann durch sukzessives Zerteilen der Blechproben in dünnere Streifen erreicht werden [28], [31], [131–133]. Dadurch steigt der Anteil an degradiertem Material in der Probe und kann beschrieben werden.

Beim Ringkerntest wird nach demselben Prinzip wie der Epstein-Rahmen- bzw. Tafelmessung eine paketierte Ringkernprobe vermessen, siehe IEC 60404-6 [134]. Dadurch können Rückschlüsse auf Einflüsse der Trenn- und Fügeprozesse gezogen werden. Eine Bewertung kann jedoch nur bedingt durchgeführt werden, da Geometrie und Flussverhältnisse nicht mit den Bedingungen in einer elektrischen Maschine vergleichbar sind. Außerdem beeinflusst die Probenbreite maßgeblich das Messergebnis [23: S.65]. Basierend auf der standardisierten Ringkernmessung existieren Ansätze, die den Einfluss der Trennprozesse durch den Einsatz verschiedener konzentrischer Proben analysieren [29] oder durch verschieden paketierte Ringkernproben Rückschlüsse auf den Einfluss der Paketierverfahren untersuchen [110].

Einige neuere Veröffentlichungen versuchen daher Messungen an der Originalgeometrie, wie sie auch später in der Maschine verwendet wird, durchzuführen. Mierczak et. al. stellen einen Statortester [135] vor, der radiale Flüsse durch den Zahn des Statorrings ermöglicht und dadurch eine sinnvolle Verbesserung gegenüber bekannten Statortestern [136–138] darstellt. Maschinennahe Flussverhältnisse werden dadurch in den Zähnen des Stators eingestellt und die Verlustcharakteristik kommt der der späteren Anwendung näher. Einen anderen Ansatz verfolgen Veigel et. al. [107], [139], [140]. Dort werden einzelne Statorzähne in ein Joch eingespannt und charakterisiert. Der Aufbau ist in Abbildung 4.11 schematisch dargestellt. In hellgrau ist das Messjoch, in dunkelgrau die zu charakterisierende Zahnprobe dargestellt. Durch geeignetes Bestromen der roten Primärwindungen kann an den

Querschnittsflächen zum Zahn hin ein Flusszeitverlauf eingeregelt werden. Die an die Normen IEC 60404-2 [129] und IEC 60404-3 [130] angelehnte Messmethode eignet sich vor allem für Einzelzahnmaschinen, da hierbei die einzelnen Zähne vorhanden sind und in einem frühen Entwicklungsstadium vermessen werden können. Da der verwendete Zahn nicht bewickelt werden muss ist ein schneller Messvorgang möglich. Der Einzelzahnmessplatz wurde am Elektrotechnischen Institut entwickelt und wird in dieser Arbeit weiter genutzt. Zusätzliche Funktionen wie das Einregeln von Harmonischen und erweiterte Modellbildungsansätze sind dadurch entstanden und in Kapitel 4.3 näher erläutert.

### **Berechnungsansätze zur Bestimmung der Verluste in Permanentmagneten**

Durch die stetig steigende Rechenleistung hat sich die Berechnung der Magnetverluste in der FE-Simulation bewährt. Komplexe Anordnungen der Magnete und Rotormagnetkreise können einfach umgesetzt und analysiert werden. Detaillierte Betrachtungen werden im dreidimensionalen modelliert. Der Einfluss einer Magnetsegmentierung kann nach [111: S.610] in axialer und tangentialer Richtung mit (3.15) analytisch berechnet werden:

$$\frac{P_{\text{segmentiert}}}{P_{\text{monolithisch}}} = \frac{L + \tau}{mL + n\tau} \quad (3.15)$$

Hierbei ist  $L$  die Länge des Magneten in axialer Richtung des Rotors,  $\tau$  die Breite des Magneten in Umfangsrichtung des Rotors und  $m$  und  $n$  entsprechen der Anzahl der Segmente am Umfang bzw. in axialer Richtung.

### **Messtechnische Ansätze zur Bestimmung der Verluste in Permanentmagneten**

In der Literatur existieren mehrere Aufbauten zur Charakterisierung der Verluste in Permanentmagneten. Von aktuellem Interesse sind hierbei Magnete aus NdFeB und SmCo, sowie der Einfluss der Segmentierung.



Gerlach et. al. legen in [141] die Magnetprobe in ein Joch aus Elektroblech ein. Der Aufbau wird durch zwei Erregerspulen magnetisch durchflutet. Durch zwei Messspulen können  $\vec{H}$ - und  $\vec{B}$ -Feld direkt am Magneten bestimmt und daraus die Verlustleistung berechnet werden. Ein Vergleich mit einem analytischen Ansatz und einer FE-Berechnung liefert eine gute Übereinstimmung.

Martinek et. al. zeigen einen dreischenkigen Aufbau mit einer Erregerspule zur Charakterisierung segmentierter, gesinterter Magnetproben aus NdFeB und SmCo [112]. Neben der Entmagnetisierungskurve werden die Hystereseverluste durch minor-loops, sowie die Gesamtprobenverluste mit und ohne Gleichfeldoffset bestimmt. Der Gleichfeldoffset ist hierbei relevant, da Permanentmagnete in elektrischen Maschinen im zweiten Quadranten der BH-Kurve, also im Bereich negativen  $\vec{H}$ -Feldes betrieben werden.

Yogal et. al. vergleichen in [142] nach IEC 60404-5 [143] gemessene Magnetverluste mit einer 3D-FE-Berechnung. Die Verluste der Probe sind aus der Leitfähigkeit der Probe und der aus der Flussänderung resultierenden Spannung die über der Probe abfällt berechnet. Zusätzlich wird die Verlustleistung kalorimetrisch aus der Probenerwärmung bestimmt. FE-Analyse und beide Messwerte liefern eine gute Übereinstimmung.

Über den Temperaturanstieg im Betrieb einer PMSM werden von Malloy et. al. in [144] Rückschlüsse auf die im Magnet auftretenden Verluste gezogen. Hierbei sind Messergebnisse für verschiedene Drehzahlen und Statorströme angegeben. Ein Vergleich mit einer FE-Berechnung zeigt eine gute Übereinstimmung.

Die Verluste aus den messtechnischen Ansätzen der Veröffentlichungen entsprechen den numerisch berechneten Verlusten sehr gut. Eine FE-Rechnung ist somit hinreichend genau. Dies bestätigt die Ergebnisse zur Untersuchung der Stromverdrängung. Bei guter Kenntnis von Geometrie, Lage und Leitfähigkeit können Wirbelströme gut vorhergesagt werden. Wichtig bei messtechnischen Ansätzen ist es im richtigen Arbeitspunkt zu messen: [112], [113].

## **3.4 Bestimmung der Verluste durch eine Maschinenvermessung**

Die real auftretenden Verluste einer Maschine können nur an einem Prüfling ermittelt werden. Modellfehler und -ungenauigkeiten sowie Fertigungstoleranzen können erst am aufgebauten Exemplar bewertet werden. In diesem Abschnitt werden Ansätze zur Bestimmung von Maschinenverlusten am Prüfstand aus der Literatur vorgestellt.

### **3.4.1 Modellbasiert**

Ansätze zur Verlustermittlung sind im Bereich der Parameteridentifikation zu finden. Die Beschreibungsgleichungen der vorgestellten Ersatzschaltbildmodelle werden geschickt angewandt um deren resistive Komponenten und damit die Verluste zu parametrieren. Es lassen sich Modelle mit parallelem und seriellen Eisenverlustwiderstand unterscheiden. Eine serielle Modellierung kann jedoch physikalisch nicht begründet werden, da im Leerlauf keine Eisenverluste anfallen würden. Daher wird im Folgenden auf Ansätze mit parallelem Eisenverlustwiderstand eingegangen.

Kellner et. al. bestimmen in [145] mithilfe des T-Ersatzschaltbildes der PMSM im stationären Zustand die Eisenverluste der Maschine. Voraussetzung hierfür ist die Kenntnis des Strangwiderstands, der Flussverkettungen und Induktivitäten der Maschine.

Urasaki et. al. nutzen die Tatsache, dass der d-Strom bei Maschinen ohne Reluktanzanteil keinen Einfluss auf die Drehmomentbildung hat [146]. Damit kann derselbe mechanische Arbeitspunkt mit verschiedenen elektrischen Arbeitspunkten eingestellt werden. Diese Arbeitspunkte können untereinander verglichen werden. Die Abbildung der inneren Leistung über der quadrierten induzierten Spannung liefert als Steigung die Inverse des Eisenverlustwiderstandes. Änderungen im Statorfluss durch eine stärkere Sättigung werden hierbei nicht berücksichtigt.

In [55] werden von Richter et. al. ebenfalls magnetisch identische, stationäre Arbeitspunkte miteinander verglichen um die Anzahl der Beschreibungsgleichungen zu erhöhen: So kann durch Spiegeln des inneren q-Stroms  $i_{qm}$  der magnetisch äquivalente Betrieb bei invertiertem Drehmoment erreicht werden. Die sich ändernden Spannungsverhältnisse in d- und q-Achse ermöglichen die Berechnung der Eisenverluste im Arbeitspunkt. Dieses Verfahren kann gegenüber [146] auch bei Maschinen mit Reluktanzanteil angewendet werden.

Bei allen drei Verfahren wird der ohmsche Strangwiderstand angenommen und eine gesonderte Berücksichtigung von Stromverdrängungseffekten ist nicht möglich. Diese bilden viel mehr einen Anteil der identifizierten Eisenverluste. Eine Auftrennung in Rotoreisen-, Statoreisen- und Magnetverluste ist nicht möglich.

### **3.4.2 Verlustseparationsansätze**

Verlustseparationsansätze auf Basis vorhandener Daten aus Datenblättern, Blechvermessungen oder analytischen Ansätzen werden in [82] und [83] vorgestellt. Huang et. al. berechnen die Frequenzabhängigkeit der Reibungsverluste anhand einer analytischen Gleichung und die Frequenzabhängigkeit der Eisenverluste durch gemessene Blechdaten [83]. Durch einen Parameterfit werden die gemessenen Verluste im Leerlauf in Reibungs-, Eisen- und Zusatzverluste separiert. Für den Fit werden die ermittelten Frequenzabhängigkeiten angesetzt und ein entsprechender Proportionalitätsfaktor bestimmt. Das Vorgehen von Zhang et. al. in [82] ist vergleichbar, die Abhängigkeiten der Reibung werden jedoch durch Simulation und die der Eisenverluste aus theoretischen Berechnungen ermittelt.

Einen wesentlich umfangreicheren Ansatz wählen Chang et. al. [147]. Direkte Verlustmessungen mit Umrichter- und sinusförmiger Speisung werden mit einer FE-Simulation verglichen. Eine sinusförmige Speisung wird durch Einsatz eines LC-Filters zwischen Maschine und Leistungselektronik erreicht.

Die Eisenverluste in der FE-Simulation werden über ein modifiziertes, dynamisches Jiles-Atherton-Modell [33] hysteresebasiert ermittelt. Stromverdrängung kann aufgrund der Verwendung von Hochfrequenz-Litze vernachlässigt werden. Außerdem werden die umrichterbedingten Mehrverluste (*PWM-induced loss*) in Eisen und Magnet aus Messung und Simulation verglichen. Aus der Messung können die Mehrverluste durch die Differenz der Verluste bei Umrichterspeisung und Sinusspeisung ermittelt werden. Der Vergleich mit der Simulation liefert eine gute Übereinstimmung. Die Betrachtungen wurden lediglich bei kleinen Drehzahlen und kleinen Strangströmen durchgeführt um den Anteil der Verluste an den Gesamtverlusten zu maximieren und somit eine gute Abbildbarkeit der Effekte zu gewährleisten. In [74] werden von Lu ebenfalls sinusförmige Speisung und Umrichterspeisung verglichen.

Ein Problem bei Ansätzen der Verlustseparation entsteht dadurch, dass die im Kupfer auftretenden Verluste durch Stromverdrängung auf Wirbelströme in den Leitern zurückzuführen sind. Diese werden durch dieselben physikalischen Gesetzmäßigkeiten wie die Wirbelströme im Eisen hervorgerufen. Die Abhängigkeiten von Strom, Fluss und Frequenz sind daher dieselben und eine messtechnische Separierung von den Eisenverlusten ist bei einer direkten Messung daher nicht möglich [18].

#### **3.4.3 Wirkungsgradbestimmung durch indirekte Verlustermittlung**

Eine konventionelle Methode zur Wirkungsgradbestimmung ist die Summation der Einzelverluste die in DIN EN 60034-2-1 [148] für Asynchron- und Fremderregte Synchronmaschinen beschrieben wird. Da durch diese Vermessung die einzelnen Verlustkomponenten der Maschine aufgeschlüsselt werden, eignet sich diese auch für eine detaillierte Verlustcharakterisierung. Jedoch ist die Methode nicht auf PMSM anwendbar und nur für Maschinen mit einer Achshöhe größer 180 mm beschrieben [149: S.53].

Deusinger et. al untersuchen daher eine an die Norm angelehnte Vermessung von PMSM, [79], basierend auf der *Leerlaufprüfung* und der *Prüfung mit ausgebautem Rotor* aus der DIN EN 60034-4-1 [150]. Durch die Leerlaufprüfung können die Statorisenverluste und durch die Prüfung mit ausgebautem Rotor die stromabhängigen Verluste, also die Kupferverluste, bestimmt werden. Bedingung ist, dass im Leerlauffall die Rotorverluste und die mechanischen Reibungsverluste gering sind und vernachlässigt werden können. Der Ansatz wird in [151] um eine analytische Beschreibung der mechanischen Reibungsverluste erweitert. Außerdem wird der Versuch um eine *Leerlaufprüfung im Motorbetrieb* ergänzt. Dadurch lassen sich in Kombination mit der *generatorischen Leerlaufprüfung* die umrichterbedingten Zusatzverluste im Leerlauf bestimmen. In [151] werden die berechneten Wirkungsgrade aus direkter und indirekter Messung verglichen und die Autoren zeigen eine gute Übereinstimmung beider Verfahren. Durch die vorgestellte indirekte Methode kann eine deutliche Verringerung der Messunsicherheit gegenüber der direkten Methode erreicht werden, insbesondere wenn die Eisenverluste aus der Leerlaufprüfung im Motorbetrieb ermittelt werden [152].

Einschränkend ist jedoch zu erwähnen, dass die vorgestellte Methode nur im Grunddrehzahlbereich und nur bei Drehzahlen bis 3000 1/min untersucht wurde. Dies ist für Industrieantriebe ausreichend, Antriebe im Fahrzeugbereich erreichen jedoch höhere Drehzahlen und werden in der Regel tief in der Feldschwächung betrieben. Unsicherheiten in der Methodik bestehen in den Annahmen, dass lastabhängige Rotorverluste vernachlässigt werden, der analytischen Bestimmung der mechanischen Verluste und der Annahme, dass die lastabhängigen Eisenverluste proportional zum Quadrat der induzierten Spannung sind. Letzteres ist insbesondere im Bereich der Feldschwächung durch den Einfluss Harmonischer auf das Luftspaltfeld und bei sättigender Maschine ungenau, [85: S.49ff.]. Die analytische Bestimmung der mechanischen Verluste beruht auf komplexen strömungsmechanischen

Prozessen und stark schwankenden empirischen Daten wie in Kapitel 3.1.3 dargelegt.

### 3.4.4 Direkte Verlustbestimmung

Die einfachste Methode zur Verlustbestimmung ist die direkte Messung der elektrischen und mechanischen Größen aus DIN EN 60034-2-1 [148]. Diese kann entweder über die Effektivwerte oder über die gemittelten Zeitwerte der Messgrößen durchgeführt werden.

Bei der Verwendung der Effektivwerte wird ein geeignetes Messgerät verwendet, die elektrische Leistung ergibt sich zu:

$$P_{el} = U_{UV} \cdot I_{UV} + U_{VW} \cdot I_{VW} + U_{WU} \cdot I_{WU}, \quad (3.16)$$

die mechanische Leistung zu:

$$P_{mech} = M \cdot \Omega \quad (3.17)$$

Bei Verwendung der Zeitwerte muss eine zeitgleiche Erfassung aller Größen gewährleistet sein, weshalb sich die Verwendung von Leistungsmessgeräten anbietet. Die möglichst schnell abgetasteten Zeitwerte werden zuerst multipliziert, im Anschluss findet eine Mittelwertbildung über eine elektrische oder mechanische Periode  $T$  statt:

$$\bar{P}_{el} = \frac{1}{T} \int_0^T (u_{UV} \cdot i_{UV} + u_{VW} \cdot i_{VW} + u_{WU} \cdot i_{WU}) dt \quad (3.18)$$

$$\bar{P}_{mech} = \frac{1}{T} \int_0^T (M \cdot \Omega) dt \quad (3.19)$$

Für eine möglichst genaue Charakterisierung der Maschine ist es notwendig die Spannungen direkt an deren Klemmen zu messen um

Störeinflüsse durch Zuleitungen, Halbleitertaktung oder andere parasitäre Effekte zu vermeiden. Außerdem ist eine Messung der Strangströme der Maschine zu bevorzugen. Bei im Dreieck geschalteten Maschinen ist dies jedoch nicht immer möglich, wodurch der sich ausbildende Nullstrom in der Messung nicht berücksichtigt werden kann.

Aus der Differenz werden die Verluste  $P_V$  der Maschine bestimmt:

$$P_V = P_{el} - P_{mech} \quad (3.20)$$

Eine weitere Auftrennung in Teilverluste ist mit Kenntnis spezifischer Parameter wie dem Strangwiderstand oder den Reibkonstanten der Maschine möglich in:

- Kupferverluste  $P_{V,Cu}$ ,
- Mechanische Verluste  $P_{V,mech}$  und
- die Verluste  $P_{V,mag}$  im Magnetkreis der Maschine. Hierzu gehören die Eisenverluste im Rotor und Stator wie auch die Wirbelstromverluste in den Permanentmagneten.

Im Gegensatz zur indirekten Methode ist die Messunsicherheit der direkten Methode im Allgemeinen größer, da stets die gesamte Ein- und Ausgangsleistung gemessen wird und bei der indirekten Methode lediglich die Einzelverluste gemessen werden. Durch den kleineren Messbereich können Messunsicherheiten reduziert werden. Jedoch werden bei der direkten Methode alle Verluste im richtigen Arbeitspunkt bestimmt. Unsicherheiten durch Verrechnung von Verlusten aus verschiedenen Arbeitspunkten werden vermieden und Harmonische in Spannung und Strom können berücksichtigt werden.





# 4 Vorgehensweise zur Charakterisierung der Verluste

Verluste in elektrischen Maschinen können durch unterschiedliche Ansätze ermittelt werden. So eignen sich Berechnungsansätze wie die Nutzung der Methode der Finiten Elemente oder analytische Ansätze in der Auslegungsphase der Maschine. An der fertig aufgebauten Maschine können detaillierte Messreihen zur Bestimmung der einzelnen Verlustanteile durchgeführt werden. Hierbei entstehen mehrere Spannungsfelder:

- Messreihen an der fertigen Maschine sind kostspielig, zeitintensiv und erst im Nachhinein durchführbar.
- Die Berechnung der Verluste weist teils große Unsicherheiten auf, insbesondere im Eisenkreis, und ein Vergleich mit Messergebnissen gestaltet sich schwierig. Des Weiteren fehlt im industriellen Umfeld häufig die Zeit, sich nach Fertigstellung eines Motors noch umfangreich mit dem Vergleich der zuvor berechneten Verluste und der gemessenen Verluste am Prüfstand zu beschäftigen.
- Eine Auftrennung in Kupfer-, Eisen-, Magnet- und Reibungsverluste aus Messungen ist aufwändig. Insbesondere die Auftrennung der

magnetischen Prozesse und Zuordnung der Verlustanteile gestaltet sich schwierig. So sind beispielsweise Wirbelstromverluste im Eisen, den Magneten und im Kupfer (Stromverdrängung) nicht rein messtechnisch voneinander trennbar. Die drei Verlustanteile werden durch nicht messbare, lokale Wirbelströme hervorgerufen. Zur Unterscheidung ist die Kenntnis ihrer räumlichen Verteilung nötig.

- Die messtechnische Auftrennung der Verluste ist stark an die zur Verfügung stehende Messunsicherheit gekoppelt. Durch die Verrechnung einzelner Leistungsanteile summieren sich die Messunsicherheiten der Messgeräte. Aussagen über Einzelverluste sind unter Umständen nicht belastbar, wenn die aufsummierte Messunsicherheit in der Größenordnung der gemessenen Verlustleistung liegt.

Nichtsdestotrotz bedingt eine gute Verlustbeschreibung einen Abgleich der Berechnungsmethode und der Vermessung der fertigen Maschine, um die aufgestellten Modelle und Hypothesen zu validieren. Als Zwischenschritt eignen sich Komponentenprüfstände. Hier können einzelne Verlusteffekte gesondert betrachtet werden. Dadurch kann zum einen eine Abtrennung gegenüber anderen Verlustprozessen erreicht werden, zum anderen steigt die Messgenauigkeit gegenüber einer direkten Maschinenvermessung.

In diesem Kapitel wird zunächst der untersuchte Prüfling und das dazugehörige FE-Modell vorgestellt und anschließend auf die verwendeten Ansätze zur Charakterisierung der Einzelverluste und die verwendeten Prüfaufbauten eingegangen. Schwerpunkt sind die Plausibilisierung der Stromverdrängungsverluste aus der FE-Rechnung, die Bewertung von Fertigungseinflüssen auf die Eisenverluste, Messung von Nullströmen der im Dreieck geschalteten Maschine und die sinusförmige Speisung des Prüflings. Dadurch werden die Einzelverluste genauer bestimmt und Unsicherheiten zwischen Messung und Simulation reduziert.

## 4.1 Prüfling

Der Prüfling ist eine Maschine für den Antriebsstrang eines P2-Hybridfahrzeuges mit vergrabenen Magneten und in Abbildung 4.1 links im Prüfstands Aufbau dargestellt. Im Vordergrund ist die Kühleinheit, bestehend aus Pumpe, Lüfter und Wärmetauscher, zu sehen, im Hintergrund die verwendete Leistungselektronik sowie die Lastmaschine. Der Schnitt der Maschine, wie er in der FE-Software hinterlegt ist, ist in Abbildung 4.1 rechts dargestellt. Die wichtigsten Kenndaten sind in Tabelle 4.1 angegeben.

Der Stator des Prüflings wird mit einer Mantelkühlung auf Basis eines Wasser-Glykol-Gemisches gekühlt. Aufgebaut ist der Stator aus 24 Einzelzähnen aus verklebten M250-35A Blechen. Jeder Einzelzahn ist mit  $N=18$  Windungen umwickelt. Der Kupferlackdraht hat einen Querschnitt von  $2,64 \text{ mm}^2$ .

Der Rotor der Maschine besteht aus NO35 Blechen und weist 7-fach geteilte Magnete aus NdFeB auf. Zur Trennung der einzelnen Reibverluste wurde ein zweiter Rotor mit nicht magnetisierten Magneten angefertigt. Der Rotor kann in axialer Richtung gelöst und ausgetauscht werden.

Ein Typ-K-Sensor zur Erfassung der Wickelkopftemperatur wird zur Nachführung des Strangwiderstandes genutzt. Der gemessene Wickelkopftemperaturwert entspricht sehr gut der mittleren Temperatur der Wicklung. Bei einer Gleichstrommessung wird  $R_S$  mit dem Wickelkopftemperaturwert nachgeführt ( $R_{S, \text{TypK}}$ ) und mit dem aus dem temperaturabhängigen Quotienten von Spannung und Strom ermittelten mittleren Wicklungswiderstand  $R_{S, u/i}$  verglichen: Abbildung 4.2. Die Wicklung ist im Dreieck geschaltet.

Der Betriebsbereich des Prüflings ist durch die Leistungselektronik eingeschränkt. Der maximale Ausgangsstrom beträgt 450 A, dadurch kann der Prüfling bis zu einem Drehmoment von 130 Nm betrieben werden. Da der Motor für einen MOSFET-Umrichter mit kurzen Zuleitungen ausgelegt ist, müssen zusätzliche Spannungsabfälle an den IGBT-Modulen und an den

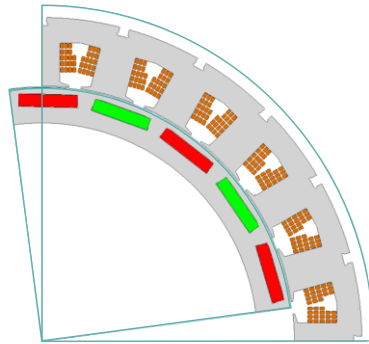


Abbildung 4.1: Im linken Bild ist der Maschinensatz mit Lastmaschine (hinten), Prüfling (Mitte) und Kühleinheit (vorne) gezeigt. (Foto: Amadeus Bramsiepe, KIT), rechts der in der FE-Rechnung hinterlegte Maschinenschnitt

Tabelle 4.1: Kenndaten der verwendeten Maschinen

Größe	Prüfling		Lastmaschine	
	nom.	max.	nom.	max.
Leiterstrom in A	320	650	103	374
Drehmoment in Nm	110	220	143	520
Drehzahl in $\text{min}^{-1}$	750	6000	4000	10000
Leistung in kW	9	18	60	218
Außenleiterspannung in V	48		400	
Strangwiderstand bei 20°C in mΩ	9,4		78,7	
Polpaarzahl	10		2	
Trägheitsmoment in $\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0,058		0,08	

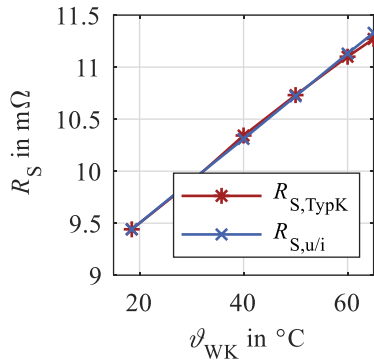


Abbildung 4.2: Abgleich der Temperaturabhängigkeit des Statorwiderstands aus linearer Steigung mit Wicklungstemperatur ( $R_{S,TypK}$ ) und der Berechnung über  $u_{R_S}/i_{R_S}$  ( $R_{S,u/i}$ )

Zuleitungen kompensiert werden. Der Prüfling wird daher an einer Zwischenkreisspannung von  $U_{ZK,2} = 70$  V betrieben.

#### 4.1.1 Berechnungsmodell

Die Berechnung der elektrischen und der magnetischen Verluste beruht auf einer numerischen Feldberechnung der vorgestellten Maschine in der FE-Software Ansys Electromagnetics Suite 19.0.0. Auf eine exakte Positionierung der einzelnen Leiter in der Nut wurde dabei Wert gelegt.

Die zugrundeliegende Verschaltung der einzelnen Wicklungen berücksichtigt die Dreiecksschaltung der Stränge der Maschine. Dadurch kann ein Nullstrom auftreten, der sich als zeitveränderlicher Offsetstrom in allen drei Strängen bemerkbar macht. Da der Nullstrom arbeitspunktabhängig ist, ist der Wert zu Beginn der Simulation nicht bekannt. Ein Einschwingvorgang, wie in Abbildung 4.3, der auch die Strangströme der Maschine beeinflusst, ist die Folge. Aufgrund dessen wird die transiente Simulation initialisiert: Durch Simulation einer elektrischen Periode kann der Nullstromoffset ermittelt werden und in einer zweiten Simulation zur Initialisierung vom Strangstrom

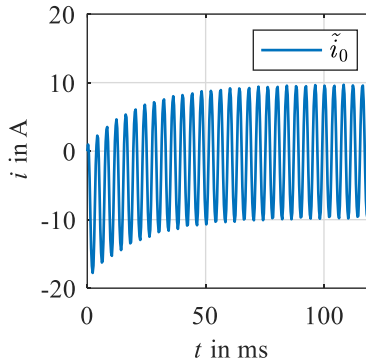


Abbildung 4.3: Einschwingvorgang der Strangströme ohne Initialisierung des Nullstroms (rechts)

abgezogen werden. Der zweite Simulationsdurchlauf befindet sich dadurch im eingeschwungenen Zustand und kann bezüglich der Maschinenverluste ausgewertet werden. Zur Erkennung simulierter Größen wird immer eine Tilde  $\sim$  über die entsprechende physikalische Größe gesetzt.

### 4.1.2 Stromverdrängung

Zur Bewertung der Stromverdrängung sind die Einzelleiter als Massivleiter, bzw. „solid“, modelliert. Die numerische Feldberechnung liefert dadurch die fein aufgelöste Stromdichteverteilung im Leiter. Durch Integration über die Leiterquerschnittsfläche kann nach (3.8) mit der Leitfähigkeit des Materials auf die im Leiter anfallenden Verluste  $\tilde{P}_{\text{Einzelleiter}}$  geschlossen werden. Die Summation der Einzelleiterverluste liefert die Gesamtwicklungsverluste

$$\tilde{P}_{\text{Wicklung}} = \sum \tilde{P}_{\text{Einzelleiter}} \quad (4.1)$$

Die Verlustzunahme über die Frequenz bzw. Drehzahl beschreibt der Faktor  $\tilde{k}_{\text{cde}}$  in Abhängigkeit des jeweiligen Arbeitspunktes in dq-Koordinaten

in (4.2). Als Bezugswert für die DC-Bestromung wird  $\tilde{P}_{\text{Wicklung}}(n, i_d, i_q)$  bei  $n = n_0 = 60 \text{ 1/min}$  ausgewertet. Dies entspricht einer elektrischen Frequenz von 10 Hz. Stromverdrängungseffekte sind bei der geringen Frequenz vernachlässigbar, jedoch kann im Gegensatz zu Frequenz 0 eine komplette Rotordrehung simuliert werden. Dadurch werden winkelabhängige Effekte berücksichtigt. Der Bezugswert  $\tilde{P}_{\text{Wicklung}}(n_0, i_d, i_q)$  für die DC-Bestromung wird mit dem Wickelkopffaktor  $k_{\text{WK}} = l_{\text{Wicklung}} / (2 \cdot l_{\text{FE}}) = 1,766$  multipliziert um den Verlustanteil im Wickelkopf zu bewerten.  $k_{\text{WK}}$  ist das Verhältnis aus der Gesamtwicklungslänge  $l_{\text{Wicklung}}$  je Zahn und dem Anteil  $l_{\text{FE}}$  der Wicklung in der aktiven Eisenlänge. Damit einher geht die Annahme, dass Stromverdrängungseinflüsse im Wickelkopf gering sind, da der Hauptstreupfad in der Nut liegt. Dies wurde in [E5] für eine vergleichbare Wicklungsgeometrie messtechnisch nachgewiesen.

$$\tilde{k}_{\text{cde}}(n, i_d, i_q) = 1 + \frac{\tilde{P}_{\text{Wicklung}}(n, i_d, i_q) - \tilde{P}_{\text{Wicklung}}(n_0, i_d, i_q)}{k_{\text{WK}} \cdot \tilde{P}_{\text{Wicklung}}(n_0, i_d, i_q)} \quad (4.2)$$

### 4.1.3 Verluste im Magnetkreis

Die Eisenverluste werden durch Bertotti-Gleichung (3.13) in jedem Element der numerischen Simulation berechnet. Die Bertotti-Parameter  $k_{\text{hys}}$ ,  $k_{\text{cls}}$ ,  $k_{\text{exc}}$  können im Nachgang zur numerischen Berechnung angepasst werden. Dadurch ist eine Auswertung mit verschiedenen Parametersätzen (Datenblattangaben, Epstein-Rahmen-Ergebnisse, erweiterte Fertigungseinflüsse) möglich. Die Eisenverluste in Rotor  $\tilde{P}_{\text{V,Fe,R}}$  und Stator  $\tilde{P}_{\text{V,Fe,S}}$  werden durch verschiedene Parametersätze berechnet. Die Magnetverluste  $\tilde{P}_{\text{V,PM}}$  werden ebenfalls aus der numerischen Feldberechnung bestimmt. Die Segmentierung der Magnete wird durch (3.15) berücksichtigt.

Zum Vergleich mit der Gesamtmaschinenvermessung in Kapitel 6 eignet sich die Summe der Magnetkreisverluste  $\tilde{P}_{V,\text{mag}}$ , da aus der Messung keine Auftrennung in Rotoreisen-, Statoreisen- und Magnetverluste möglich ist:

$$\tilde{P}_{V,\text{mag}} = \tilde{P}_{V,\text{Fe,S}} + \tilde{P}_{V,\text{Fe,R}} + \tilde{P}_{V,\text{PM}} \quad (4.3)$$

## 4.2 Stromverdrängung

Bei Maschinen hoher Polpaarzahl oder hoher Drehzahl ist der Einfluss von Stromverdrängungseffekten auf die Wicklungsverluste groß. In der Literatur sind erhebliche Verlustzunahmen dokumentiert, wie in Kapitel 3.2.4 aufgezeigt wird. Ein Messplatz zur Charakterisierung von Stromverdrängungseffekten wird im Folgenden vorgestellt. Mit dem Messplatz wird ein Vergleich zwischen Stromverdrängungsverlusten wie sie in einem geeigneten Messobjekt auftreten und der FE-Rechnung ermöglicht. Anschließend wird ein geeignetes Verfahren zur Berücksichtigung in der Gesamtmaschinenvermessung abgeleitet.

### 4.2.1 Ansatz

Die in Kapitel 3.2.4 vorgestellten messtechnischen Verfahren zur Charakterisierung der Stromverdrängung beruhen auf einer Abtrennung der Eisenverluste durch eine FE-Co-Simulation und unterliegen damit den Unsicherheiten der Modellierung der Eisenverluste in der FE-Rechnung. Zur Entwicklung eines rein messtechnischen Ansatzes ist zunächst die Wahl eines geeigneten Messaufbaus zu klären, [E5], [37]. Dazu werden drei unterschiedliche Motorette-Varianten simulativ untersucht und analysiert. Ziel ist es den Aufbau in einem möglichst maschinenähnlichen Betriebspunkt zu betreiben, sodass Flusslinien und Ursache der Wicklungsverluste mit der Maschine vergleichbar sind. Wichtig ist hierfür insbesondere ein maschinenahes Nutquerfeld.



Die Stromverdrängungsverluste werden in der Simulation durch (3.8) ermittelt und verglichen. Die berechneten Gesamtwicklungsverluste der einzelnen Motorettvarianten und der Motorwicklung  $\text{mot}$  werden unter Berücksichtigung von Stromverdrängung auf den Verlustwert im Gleichstromfall bezogen über der Frequenz bzw. Drehzahl aufgetragen, vgl. (4.2). Das Nutstrefeld wird qualitativ verglichen. Simuliert sind die Aufbauten in Ansys Maxwell mit solid modellierten Leitern, siehe auch Abbildung 3.4. Die unterschiedlichen Aufbauten sind in Abbildung 3.5 dargestellt lassen sich folgendermaßen charakterisieren:

- Variante (c): Die ursprüngliche Idee ist die Nachbildung des magnetischen Kreises der elektrischen Maschine ohne Berücksichtigung der Permanentmagnete. Die Statorsegmente können direkt aus einem aus Einzelzähnen aufgebauten Stator entnommen werden und der Aufbau ist durch den einfachen Rückschluss relativ simpel. Der Luftspalt kann beispielsweise durch eine Silikonfolie der entsprechenden Dicke eingestellt werden. Der vereinfachte Querschnitt ist in Abbildung 3.5 (c) abgebildet. Der berechnete Faktor  $\tilde{k}_{cde}$  aus Wicklungsverlusten im DC und AC-Fall ist in Abbildung 4.4 für einen Wicklungsstrom von  $\hat{i} = 20$  A in rot dargestellt. 20 A entsprechen, bezogen auf den Motor, einem Viertel des Maximalmoments. Bei 1000 Hz weist der Motor ein Verlustverhältnis von 3,13, Motorette-Variante (c) von 2,82 auf.
- Variante (b): Ein Aufbau ohne magnetischen Rückschluss zeigt, dass sich die magnetischen Flusslinien ändern, wenn stärker vom ursprünglichen Motordesign abgewichen wird. Durch den höheren magnetischen Widerstand ist das Einstellen eines mit der Maschine vergleichbaren Arbeitspunktes aufwändiger als in Variante (c). Die Variante ist einfacher und günstiger aufzubauen und aus der thermischen Modellierung bereits bekannt, [34–36]. [E5] und [37] zeigen jedoch, dass sich die Flussverläufe im Gegensatz zu Variante (c) deutlich vom Motor unterscheiden und die erreichbare Flussdichte bei selber Stromamplitude in der

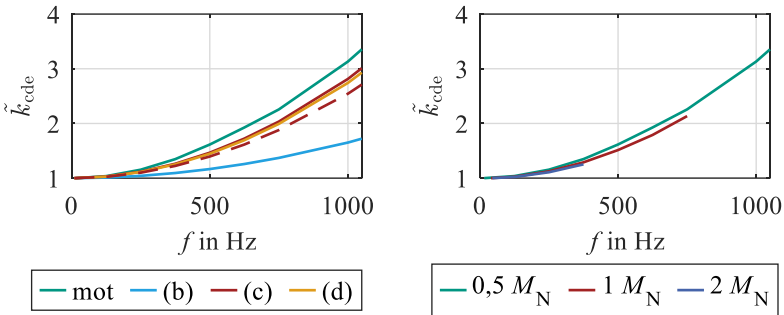


Abbildung 4.4: links:  $\tilde{k}_{cde}$  für den betrachteten Motor (mot) und die in Abbildung 3.5 vorgestellten Motorette-Varianten (b) - (d). Gestrichelt dargestellt ist  $\tilde{k}_{cde}$  für Variante (c) mit Bestromung über die äußeren Wicklungen; rechts:  $\tilde{k}_{cde}$  aus der Motorberechnung für unterschiedliche Drehmomente. Beide Abbildungen sind aus [E5] und [S4] entnommen und um die Wickelkopfeinflüsse erweitert.

Wicklung geringer ist. Daraus folgt ein weniger stark ausgeprägtes Nutquerfeld, was sich in einem reduzierten Faktor  $\tilde{k}_{cde}$  äußert: Abbildung 4.4 in blau.

- Variante (d) hat gegenüber Variante (c) einen um die Magnethöhe  $h_{PM}$  vergrößerten Luftspalt  $\delta' = \delta + h_{PM}$ . Der vergrößerte Luftspalt dient der Nachbildung der Permanentmagnet-Permeabilität und kompensiert dadurch den magnetischen Widerstand der Rotormagnete. Die Verlustverhältnisse in der Nut werden jedoch nicht so gut nachgebildet wie bei Variante (c), vgl. Abbildung 4.4 links. Durch zusätzliche Streupfade an den Zahnköpfen, die sich in Motor wie auch Variante (c) über den Rotor bzw. Rotorrückschluss schließen, entstehen Abweichungen, [E5]. Bei 1000 Hz weist Variante (d) ein Verlustverhältnis von 2,74 auf.
- mot entspricht der betrachteten Motorwicklung im Originalstator.

Abbildung 4.4 zeigt rechts außerdem  $\tilde{k}_{cde}$  der Motorberechnung für verschiedene Drehmomente. Daraus geht hervor, dass - für die betrachtete Maschine - die Stromverdrängungscharakteristik nahezu unabhängig vom eingestellten Drehmoment ist. Eine messtechnische Validierung ist also für ein Drehmoment - oder in anderen Worten ein fest eingestelltes Sollstrompaar  $(i_d, i_q)$  - ausreichend und auf andere Maschinenarbeitspunkte beziehbar, [E5].

Es zeigt sich, dass das Motorette aus drei bewickelten Zähnen und einem Rotorrückschluss nach Abbildung 3.5 (c) die Charakteristik  $\text{mot}$  des Motors am besten widerspiegelt und daher den geeigneten Messaufbau darstellt. Auf dieser Basis wird im Folgenden ein Abgleich zwischen Simulation und Messung durchgeführt. Eine schematische Darstellung des verwendeten Messplatzes ist in Abbildung 4.5 abgebildet, eine Fotografie in Abbildung 4.6 (a) & Abbildung 4.6 (b).

Zur messtechnischen Bestimmung der Verluste wird das Motorette über die beiden außen liegenden Wicklungen bestromt. In einer ersten Messung sind die Klemmen der mittleren Wicklung offen, Abbildung 4.6(a). Durch das Querfeld in den Nuten des Motorettes werden Spannungen in der mittleren Wicklung induziert. Infolgedessen entstehen lokal Wirbelströme in der Wicklung und dadurch Kupferverluste (siehe auch Anhang A). Somit fallen Verluste in der linken, mittleren und rechten Wicklung und im Eisen an:

$$P_1 = P_{\text{Cu,A}} + P_{\text{Cu,B}} + P_{\text{Cu,C}} + P_{\text{Fe,A}} + P_{\text{Fe,B}} + P_{\text{Fe,C}} \quad (4.4)$$

Für die zweite Messung wird die mittlere Wicklung entfernt, siehe Abbildung 4.6(b), und exakt derselbe Stromzeitverlauf in das Motorette eingeregelt. In der mittleren Wicklung können dadurch keine Verluste mehr entstehen. Die anderen Verlustanteile in Kupfer und Eisen entsprechen denen aus Messung 1, da durch einregeln derselben Stromzeitverläufe auch gleiche Flussbedingungen entstehen und somit derselbe magnetische Zustand im Eisen hergestellt wird [E5]. Für die aufgenommene Leistung gilt:

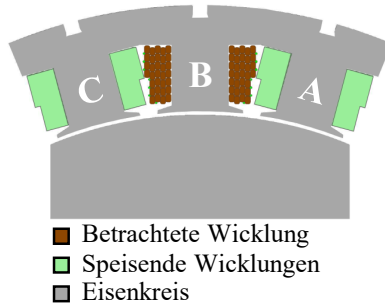


Abbildung 4.5: Schematische Darstellung des Stromverdrängungsmessplatzes [S4]

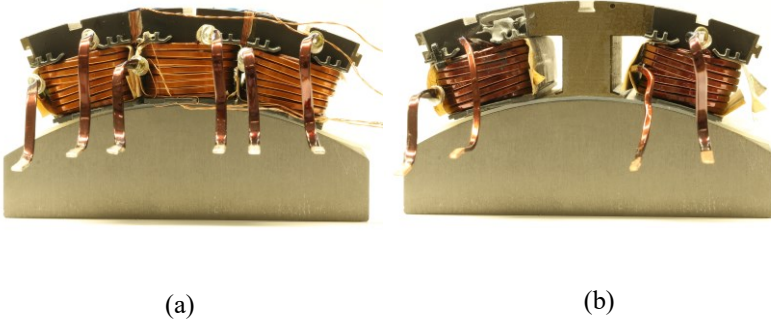


Abbildung 4.6: Aufbauvarianten des Motorettes zur Charakterisierung der Stromverdrängung aus [E5]. (Fotografie: Sebastian Peukert)

$$P_2 = P_{Cu,A} + \underbrace{P_{Cu,B}}_{\overline{0W}} + P_{Cu,C} + P_{Fe,A} + P_{Fe,B} + P_{Fe,C} \quad (4.5)$$

Durch Differenzbildung können somit die durch Stromverdrängung in der mittleren Wicklung verursachten Verluste bestimmt werden:

$$P_{Cu,B} = P_1 - P_2 \quad (4.6)$$

Um durch die Bestromung mit den äußeren Wicklungen einen maschinennahen Arbeitspunkt einzustellen, werden die Sollstromverläufe über das magnetische Ersatzschaltbild vorausberechnet. [S4] und [E5] zeigen, dass dies durch Subtraktion der Zeitwerte der Strangströme möglich ist und der eingestellte Arbeitspunkt im mittleren Zahn magnetisch der Bestromung mit allen drei Wicklungen des Aufbaus nahe kommt - und dadurch auch den Verhältnissen in der Maschine.

In Abbildung 4.7 ist der magnetische Kreis des Aufbaus mit den magnetischen Widerständen  $R_{m,\delta}$  für den Luftspalt,  $R_{m,J}$  für das Joch,  $R_{m,Z}$  für die Zahnbereiche und  $R_{m,R}$  für den Rotorrückschluss dargestellt. Unter Anwendung der Knoten- und Maschenregeln kann der Fluss  $\phi_B$  im mittleren Zahn nach kurzer Rechnung durch (4.7) beschrieben werden:

$$\phi_B = \frac{\theta_A - 2\theta_B + \theta_C}{K \left( -1 - 2 \frac{R_{m,Z} + R_{m,\delta}}{K} \right)} \quad (4.7)$$

mit

$$K = R_{m,Z} + R_{m,J} + R_{m,\delta} + R_{m,R}. \quad (4.8)$$

Aus (4.7) geht hervor, dass bei offener mittlerer Wicklung der Anteil  $2\theta_B$  an der Durchflutung durch die äußeren Wicklungen gedeckt werden muss.  $i_B$  wird daher von den Sollströmen in Wicklung A und C subtrahiert und es folgt:

$$i'_A(t) = i_A(t) - i_B(t) \quad (4.9)$$

$$i'_C(t) = i_C(t) - i_B(t) \quad (4.10)$$

bzw.

$$\theta'_A(t) = \theta_A(t) - \theta_B(t) \quad (4.11)$$

$$\theta'_C(t) = \theta_C(t) - \theta_B(t) \quad (4.12)$$

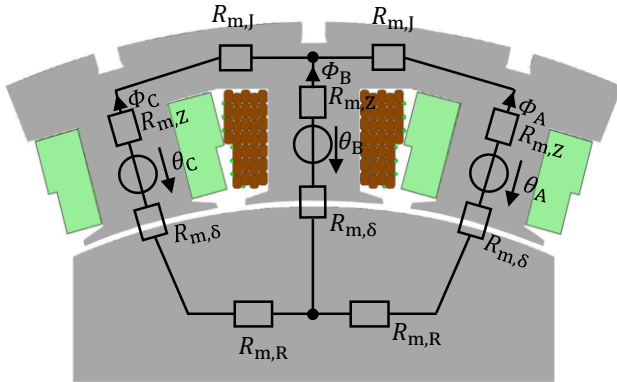


Abbildung 4.7: magnetisches Ersatzschaltbild von Motorette Variante (c), [S4]

Unter Verwendung der gestrichenen Größen aus (4.9) - (4.12), kann der fehlende Anteil der mittleren Wicklung ( $i_B = 0$  &  $\theta_B = 0$ ) ausgeglichen werden: Es steht derselbe Term im Zähler von (4.7), was - unter Vernachlässigung der Nichtlinearität des magnetischen Kreises - im selben Fluss in Zahn B resultiert. Der fehlende Flussanteil durch die mittlere Wicklung kann also ausgeglichen werden. Auch eine Berücksichtigung von Sättigung und Permanentmagnetfluss der Maschine sind bei entsprechender Modellierung möglich, wurden hier jedoch vernachlässigt.

Der durch die vorgestellte Methode identifizierbare Faktor  $\tilde{k}_{cde}$  ist in Abbildung 4.4 (a) durch die rot gestrichelte Linie dargestellt. Mit der vorgestellten Messmethode ist ein Verlustverhältnis von bis zu 2,54 zu erwarten. Der Messplatz kann somit im beschriebenen Arbeitspunkt  $2,54/3,13 \cdot 100\% = 81\%$  der im Motor anfallenden Stromverdrängungsverluste in der Wicklung nachstellen.

### 4.2.2 Prüfstand

Das vereinfachte elektrische Ersatzschaltbild des Prüfstands ist in Abbildung 4.8 dargestellt, die Netzeinspeisung wurde der Einfachheit halber nicht dargestellt. Jede Wicklung des Motorettes ist in H-Brückenkonfiguration verschaltet und die Zwischenkreisspannung ist frei einstellbar. Die Leistungshalbleiter sind IGBT-Module vom Typ *FS75R12KT4\_B15* von *Infineon* und werden mit 15 kHz getaktet. Durch die unipolar taktende H-Brückenschaltung und die variable Zwischenkreisspannung werden Harmonische im Strom reduziert um den Einfluss auf die Verlustermittlung zu verringern. Die Leistungshalbleiter sind in der ETI-Stromrichterplattform *Einplatinenstromrichter* [153] verbaut und werden durch ein institutseigenes Signalverarbeitungssystem angesteuert, das in Kapitel 4.4.2 im Detail vorgestellt wird. Die Regelung der in (4.9) und (4.10) definierten Stromverläufe wird durch einen repetitive-control-Ansatz umgesetzt, [S5]. Dadurch kann die geforderte Stromkurvenform genau und schnell eingeregelt werden. Die Regelung und das Reglerverhalten werden in [E5] näher erläutert.

Die gemessenen Größen werden mit *Tektronix A6303* Strommesszangen und *Tektronix P5200A* Differenzastköpfen an einem *LeCroy WaveRunner HRO 64Zi* erfasst und abgespeichert. Die Verlustberechnung findet im Post-Processing in Matlab statt. Die Messgrößen werden zur Vergleichbarkeit mit den in FE als rein sinusförmig gerechneten Größen mit einem 12 dB Butterworthfilter mit einer Grenzfrequenz von 2 kHz gefiltert.

### 4.2.3 Ergebnis

Die identifizierten Verluste  $P_{Cu,B}$  aus der Messung werden in Abbildung 4.9 mit dem Ergebnis der Simulation verglichen. Hierfür sind zum einen die Verluste der mittleren Wicklung in blau, zum anderen der auf die DC-Leistung bezogene Verlustfaktor  $k_{cde}(f)$  in rot für zwei Messreihen mit 20 A Wicklungsstromamplitude dargestellt. Der Verlustfaktor durch (4.13) definiert.

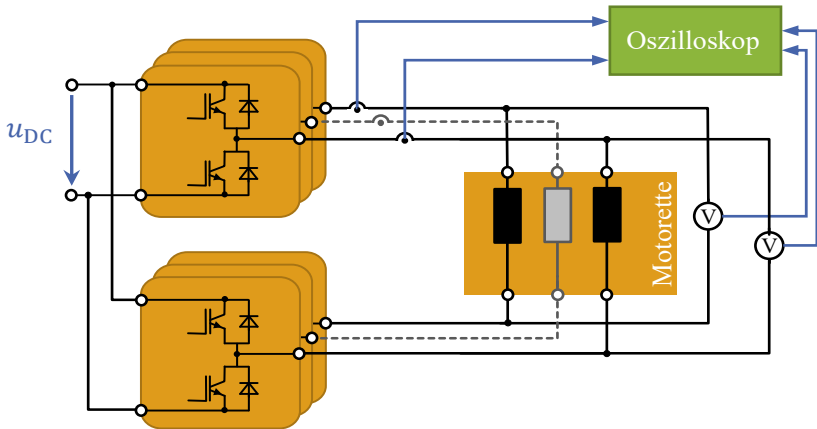


Abbildung 4.8: schematischer Aufbau des Prüfstands zur Charakterisierung der Stromverdrängung.

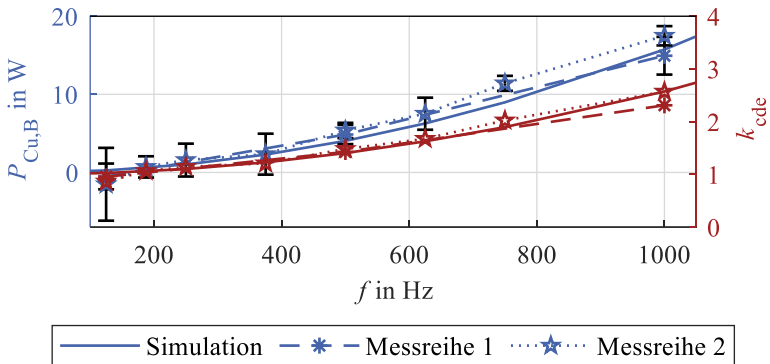


Abbildung 4.9: Identifizierte Stromverdrängungsverluste  $P_{Cu,B}$  in Wicklung B in blau und Verlustfaktor  $k_{cde}$  in rot bei  $i=20A$ . Messpunkte sind durch einen \* markiert.



$$k_{\text{cde}}(f) = 1 + \frac{P_{\text{Cu,B}}(f) - P_{\text{Cu,B}}(f = 0 \text{ Hz})}{P_{\text{Cu,B}}(f = 0 \text{ Hz})} \quad (4.13)$$

Für Messreihe 1 wurden bei  $f = [125, 500, 1000]$  Hz sechs Messungen, für Messreihe 2 bei  $f = [125, 188, 250, 375, 500, 625, 750, 1000]$  Hz drei Messungen identisch bei einer Wickelkopftemperatur von 40 °C durchgeführt. Die dargestellten Messpunkte sind jeweils die Mittelwerte der Messreihen für die entsprechende Frequenz, die schwarzen Fehlerbalken bei den Messpunkten geben die dazugehörige Standardabweichung an.

Messung und Simulation weisen eine gute Übereinstimmung auf. Der berechnete Verlustfaktor  $\tilde{k}_{\text{cde}}$  weicht, abgesehen vom Messpunkt bei 125 Hz der durch die geringe Leistung eine hohe Standardabweichung aufweist, um maximal 6,7 % vom jeweiligen Mittelwert der Messung ab. Demgegenüber steht die relativ große Messunsicherheit für  $P_{\text{Cu,B}}$  und  $k_{\text{cde}}$ , siehe Anhang H. Diese ist dadurch zu erklären, dass bereits in (4.6) zwei vergleichbar große Leistungen, die ihrerseits schon Messunsicherheiten aufweisen, voneinander subtrahiert werden. Das Resultat  $P_{\text{Cu,B}}$  wird dann in (4.13) abermals auf sich selbst bezogen. Die Messunsicherheiten der einzelnen Größen werden dadurch für das Messergebnis ungünstig miteinander verrechnet. Da eine Messunsicherheitsbetrachtung jedoch mit maximalen Toleranzen der einzelnen Messmittel durchgeführt wird und die Standardabweichung der identisch durchgeführten Messabläufe deutlich geringer ist, ist die wirklich vorhandene Messunsicherheit als kleiner einzustufen.

Der in [S4] und [S5] entstandene Messplatz ermöglicht es somit Stromverdrängungseffekte rein messtechnisch zu bestimmen. Co-Simulationen, beispielsweise zur Bestimmung der Eisenverluste, sind im Gegensatz zur vorgestellten Literatur nicht nötig. Dadurch werden Unsicherheiten in der Verlustermittlung reduziert, die insbesondere bei der Abtrennung der Eisenverluste auftreten können. Die Flussverhältnisse in der

Nut werden im Gegensatz zu den vorangegangenen Veröffentlichungen wie bei [37] realitätsnäher nachgebildet.

#### 4.2.4 Fazit

Durch die gute Übereinstimmung der Verluste aus Messung und Simulation wird geschlussfolgert, dass die numerische Simulation die Verhältnisse in Wicklung und Nut ausreichend gut beschreibt. Durch Einsatz des vorgestellten Messplatzes kann somit gezeigt werden, dass eine numerische Berechnung der Stromverdrängungsverluste hinreichend genau ist. Für die betrachtete Prüflingsmaschine werden die Stromverdrängungsverluste numerisch bestimmt und anhand  $\tilde{k}_{cde}$  berücksichtigt; da der vorgestellte Prüfstand lediglich 81% der zu erwartenden Stromverdrängungsverluste in der Maschine abbilden kann.

Der vorgestellte Ansatz kann auf andere Maschinentypen angewandt werden, sofern die Ströme der einzelnen Windungen abgeleitet und einzeln eingeregelt werden können. Auch Asynchronmaschinen, Reluktanzmaschinen oder Fremderregte Synchronmaschinen können untersucht werden. Die Bewertung des Einflusses einer Erregung im Rotor gilt es jedoch zu untersuchen. Diese reduziert die abbildbaren Verluste im vorgestellten Beispiel um ca. 20%.

### 4.3 Fertigungseinfluss im Stator

Zur genauen Parametrierung des Statormaterials in der FE-Rechnung mit dem Bertotti-Modell wird eine durchgehende Vermessung der Statormaterialien aus einer Fertigungscharge durchgeführt: Aufbauend auf den Ergebnissen der Blechcharakterisierung durch eine Epstein-Rahmen-Messung (ERM) wird mit Statorzähnen derselben Blechcharge eine Einzelzahnmessung (EZM) durchgeführt. Die Charakteristik des Einzelzahnmessplatzes, die einzuprägenden Flussverläufe und ein Ansatz zur Verlustbestimmung werden aufgezeigt. Der Prüfstand wird angelehnt an [E6] vorgestellt. Zum Abschluss

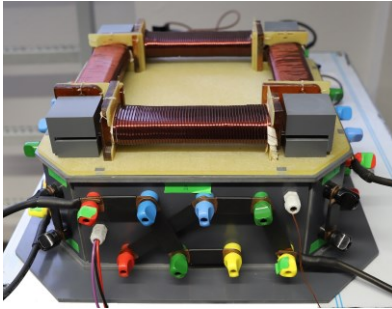
des Kapitels werden eine Validierung und Bewertung der Ergebnisse des Einzelzahnmessplatzes und ein Vergleich mit den Ergebnissen der Epstein-Rahmen-Messung zur Bewertung des Fertigungseinflusses durchgeführt.

Die Arbeiten am Einzelzahnmessplatz bauen auf der ebenfalls am ETI erfolgten Dissertation von Marc Veigel aus dem Jahr 2017 auf [23]. In studentischen Arbeiten und eigenen Veröffentlichungen werden zudem der lastabhängige Einfluss auf die auftretenden Flüsse im Einzelzahn untersucht und das Einregeln von Harmonischen ermöglicht [S6–S9], [E7], [E6]. Breining et al. stellen in [E1] einen vereinfachten Ansatz zur Parametrierung der Einzelzahnverluste anhand der Bertotti-Gleichung dar. Dieser Parametrierungsansatz wird im Rahmen dieser Arbeit zur genauen Beschreibung des Statormaterials in der FE-Rechnung verwendet und mit den Ergebnissen einer Gesamtmaschinenvermessung verglichen. Dadurch zeigt die Arbeit einen neuen Anwendungsfall für die Einzelzahnvermessung auf und ordnet deren Mehrwert gegenüber einer standardmäßigen Epstein-Rahmen-Messung ein.

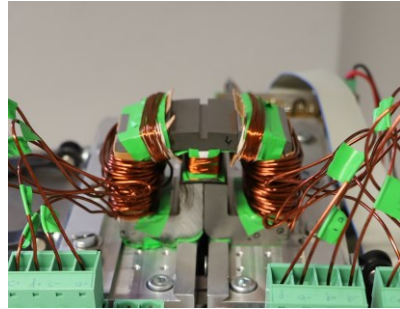
#### **4.3.1     **Ansatz****

Zur Charakterisierung des Ausgangsmaterials werden einzelne Blechstreifen in einem Epstein-Rahmen vermessen. Dieser wurde während der Dissertation von Buwei Zhang [24] aufgebaut. Es sind standardisierte Messverfahren nach IEC 60404-2 [129] zur Bestimmung von Eisenverlusten durchführbar. Die Ergebnisse der Epstein-Rahmen-Messung ergeben einen Verlustkennwert, der das Materialverhalten beschreibt und möglichst wenig durch fertigungsbedingte Effekte beeinflusst ist. Eine Fotografie des Messplatzes ist in Abbildung 4.10(a) dargestellt. Weitere Informationen zum Messplatz können [24: S.249ff.] entnommen werden.

Im Gegensatz zur Epstein-Rahmen-Messung können mit einer Einzelzahnmessung auch Fertigungseinflüsse bewertet werden. Hierzu werden einzelne Statorzähne magnetisch charakterisiert. Diese bilden bei Betrachtung des Stators, dessen kleinste sich wiederholende Einheit. Insbesondere bei



(a)



(b)

Abbildung 4.10: Fotografien der magnetischen Messplätze: Epstein-Rahmen links und Einzelzahnmessplatz rechts

Maschinen mit konzentrierter Wicklung ist dieser als Einzelzahn auch ein Teil der Konstruktion der Maschine. Der Zahn eignet sich daher gut zur Charakterisierung der Statorverluste. Eine Fotografie des Messplatzes ist in Abbildung 4.10(b) abgebildet.

Wichtig ist, dass Blechstreifen und Einzelzähne aus derselben Charge und derselben Fertigung verwendet werden wie im späteren Motor. Dadurch können die Einflüsse von Chargenstreuung, gealterten Stanzwerkzeugen oder des Fügeprozesses realitätsnah abgebildet werden. Im Falle der hier betrachteten Maschine wurden gestanzte und anschließend verklebte Zahnproben verwendet. Für die untersuchten Einzelzähne kann daher die Modellierung globaler Wirbelstrompfade vernachlässigt werden [23: S.150].

Im Folgenden werden zunächst die in der Maschine auftretenden Flussverläufe im Zahn hergeleitet und charakterisiert. Der Messplatz wird beschrieben und der von Breining et. al. in [E1] vorgestellte Ansatz zur Verlustseparation des Einzelzahnes wird verwendet, um die mit dem Messplatz gemessenen Gesamtaufbauverluste in Joch- und Zahnverluste aufzuteilen. Dazu ist eine zusätzliche Referenzmessung mit einem Einzelzahn, der wie das Joch angefertigt wurde, notwendig. Die ermittelten

Probezahnverluste werden anschließend zur Abschätzung des Fertigungseinflusses mit den Ergebnissen der Epstein-Rahmen-Messung verglichen. In Kapitel 5 und 6 werden diese Ergebnisse mit der Gesamtmaschinenvermessung verglichen und die Verbesserung diskutiert.

Simulativ wird die Untersuchung der Flussverläufe auf Basis des Gesamtmaschinenmodells in Ansys Maxwell durchgeführt. Die Bestimmung der Zahnverluste erfolgt in einer Matlab gekoppelten Simulation in Altair Flux.

### 4.3.2 Flussverläufe im Einzelzahn

Zur Beschreibung der Flussverhältnisse im Zahn dient die Betrachtung der Flüsse  $\phi_A$ ,  $\phi_B$ ,  $\phi_{Zf}$  durch die Flächen A und B am Zahnrückens sowie der Fläche  $Z_f$  am Zahnfuß im stationären Zustand der Maschine - vgl. Abbildung 4.11. Diese sind für drei ausgewählte Arbeitspunkte in Abbildung 4.12 dargestellt. In rot und blau sind die Flüsse  $\phi_A$  &  $\phi_B$ , in grün der Fluss  $\phi_{Zf}$  dargestellt. Der unter Vernachlässigung von Streuflüssen berechnete Fluss  $\phi_{Zf}^* = -(\phi_A + \phi_B)$  dient der Einordnung des Streuanteils im Zahn.

Im Leerlauf (a) sind die Flussverläufe sinusförmig und weisen keine Oberschwingungsanteile auf. Der Phasenversatz  ${}^1\gamma$  der Grundwellen von  $\phi_A$  &  $\phi_B$  entspricht  $30^\circ$  und kann wie in [23: S.42] hergeleitet, aus Phasenzahl  $m$  und Lochzahl  $q$  der Maschine bestimmt werden:  ${}^1\gamma = 180^\circ \cdot \left(1 - \frac{1}{q \cdot m}\right)$

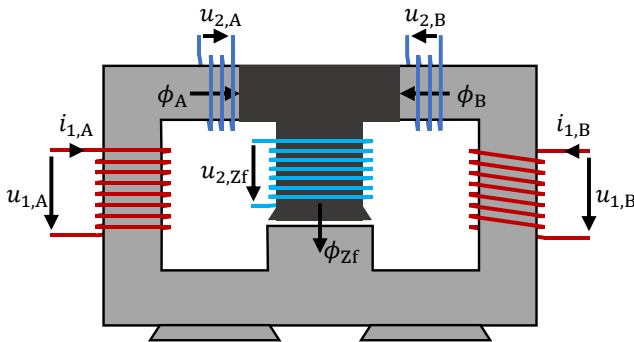


Abbildung 4.11: Schematische Darstellung des Einzelzahnmesplatzes, [S6]

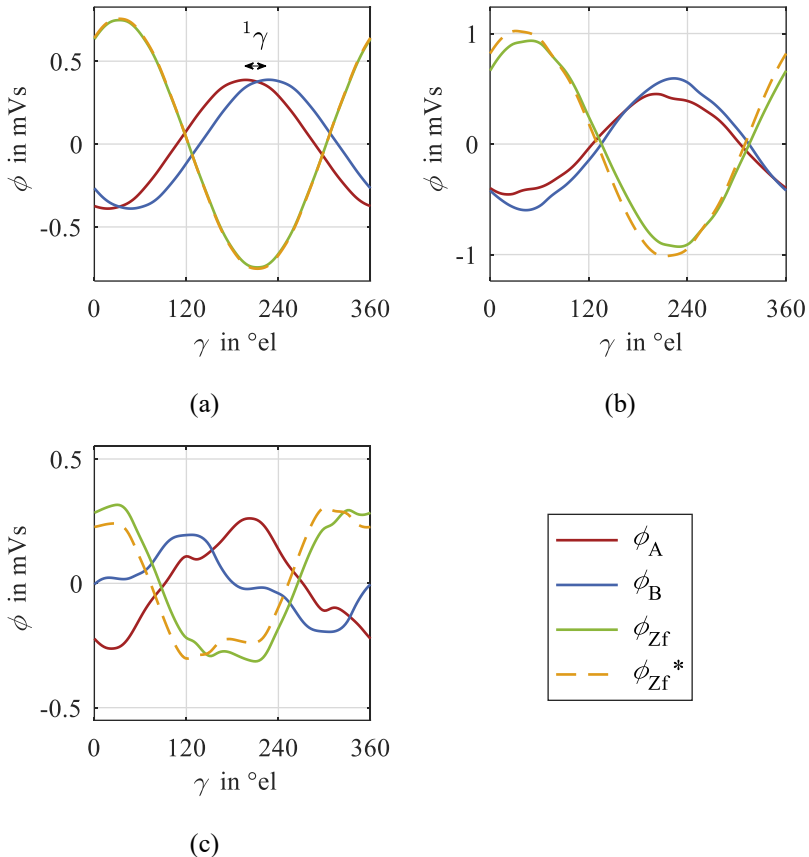


Abbildung 4.12: Zeitverläufe der Flüsse drei ausgewählter Arbeitspunkte, [E6], [E7], [S7]  
 (a) Leerlauf  
 (b) Nennpunkt  
 (c) maximales Drehmoment bei maximaler Drehzahl

Die dargestellten Flussverläufe in (b) und (c) zeigen auf, dass sich diese Verhältnisse unter Last deutlich verändern können. Zusätzliche Harmonische treten auf und verursachen Verzerrungen und Amplitudenunterschiede. Der Phasenversatz der Grundwellen ändert sich und kann im Vergleich zum

Leerlauf auch das Vorzeichen wechseln. Kennzeichnende Eigenschaften zur Beschreibung der Flussverläufe sind hierbei:

- die Amplitude der Grundwelle von  $\phi_A$ ,  $\phi_B$  &  $\phi_{Zf}$
- der Phasenversatz  ${}^1\gamma$  der Grundwelle von  $\phi_A$  &  $\phi_B$ :  ${}^1\gamma = {}^1\gamma_A - {}^1\gamma_B$ .
- der Oberschwingungsgehalt der Flussverläufe. Dieser wird im Rahmen der Betrachtung über den THD (Total Harmonic Distortion) bestimmt.

Die dargestellten Flussverläufe sind anhand einer FE Simulation der Gesamtmaschine berechnet. Dazu werden die Flüsse an den definierten Schnittstellen A, B und Zf der Simulation abgespeichert und ausgewertet. Drehzahlabhängige Einflüsse durch Feldverdrängungseffekte im Eisen und Kupfer sind nicht berücksichtigt.

Die Wicklungen der Maschine sind im Dreieck geschaltet. Der Einfluss der Dreiecksschaltung der Maschine ist in Abbildung 4.13 beispielhaft für den Punkt maximalen Drehmoments bei maximaler Frequenz dargestellt. Aufgrund des auftretenden Nullstroms in der im Dreieck geschalteten Maschine wird der Anteil der dritten Harmonischen im Fluss gedämpft [53].

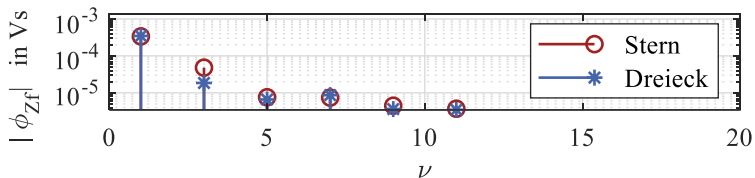


Abbildung 4.13: Einfluss der Wicklungsverschaltung auf die auftretenden Flussverläufe im Zahnfuß der Maschine.

#### 4.3.2.1 Charakteristika der Flussverläufe

Die genannten Größen  $\hat{\phi}_{Zf}$ ,  ${}^1\gamma$  und  $\text{THD}(\phi_{Zf})$  sind in Abbildung 4.14 für den gesamten Betriebsbereich der untersuchten Maschine dargestellt. Hierbei repräsentieren die weißen Kreuze die simulierten Arbeitspunkte in der norm-

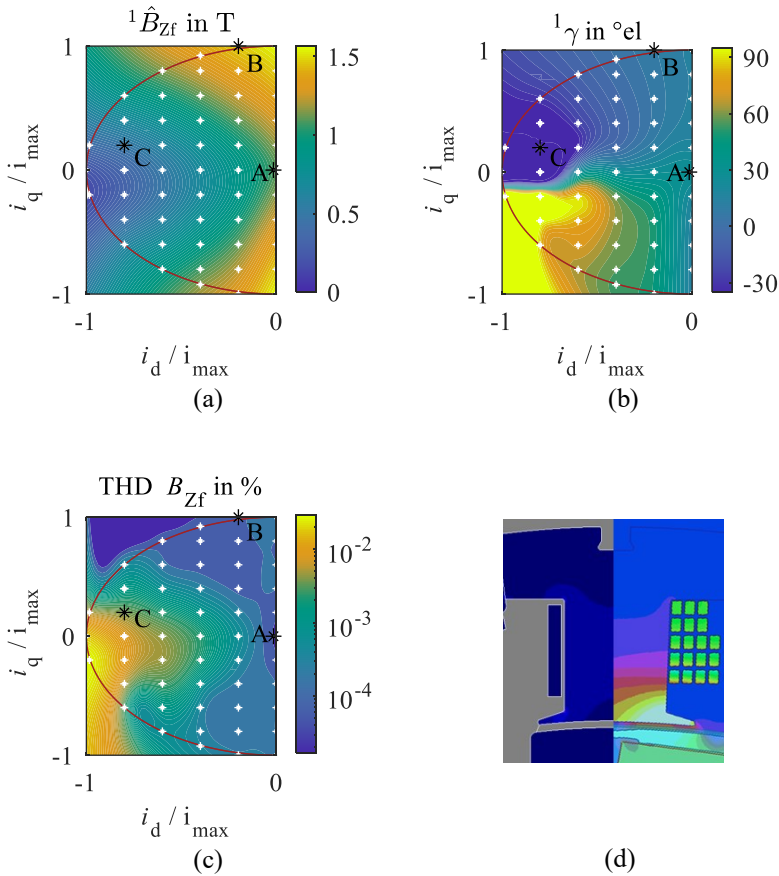


Abbildung 4.14: Charakteristika der Flüsse im Einzelzahn, [E7], [S7]

ierten  $(i_d, i_q)$ -Ebene. Im Hintergrund ist durch einen Farbverlauf die Interpolation der Simulationsergebnisse dargestellt. Des Weiteren sind die in Abbildung 4.12 dargestellten Zeitverläufe mit schwarzen Sternen (A, B, C) markiert.

In (a) ist die Amplitude der Flussdichte im Zahnfuß abgebildet. Diese nimmt ausgehend vom Leerlauf mit steigender q-Strom-Amplitude zu.



Feldschwächer d-Strom reduziert den Fluss im Zahn und somit auch die induzierte Spannung in der Maschinenwicklung.

Bezogen auf den Oberschwingungsgehalt des Zahnfußflusses führt der feldschwächende d-Strom jedoch zu einer Zunahme der harmonischen Anteile im Zahn, (c). Im Grunddrehzahlbereich (rechte Hälfte der Kennfelder) ist der THD gering.

Der Phasenwinkel  $\gamma$  zwischen den Grundwellen von  $\phi_A$  &  $\phi_B$  variiert ausgehend vom Leerlaufwert von  $30^\circ$  stark. Im Bereich positiver q-Ströme kann eine Abnahme des Winkels, und im Bereich negativer q-Ströme kann analog dazu eine Zunahme des Winkels, beobachtet werden, (b).

Ein Vergleich der Flussverhältnisse im Zahn zwischen Messplatz und Maschine ist in (d) dargestellt. Hierzu ist der Messplatz (linke Bildhälfte) ebenfalls in der FE-Simulation aufgebaut. Anhand der Sekundärspulen kann derselbe Arbeitspunkt wie in der Maschine eingestellt werden. Damit ist sichergestellt, dass im Zahnrücken dieselben Flussverhältnisse vorherrschen. Jedoch ergeben sich im Zahnfuß Unterschiede: Aufgrund des Einflusses des Permanentmagneten entstehen bei der Maschine deutlich höhere Flussanteile. Diese kann der Messplatz nicht nachbilden, da eine Flussquelle im Fußbereich nicht vorhanden ist. Eine umfangreiche Analyse der einzelnen Flussanteile zeigt, dass die Abweichungen zwischen Messplatz und Maschine vor allem in der Feldschwächung auftreten. Bei Arbeitspunkten mit reinem q-Strom-Anteil oder im Leerlauf sind die Unterschiede gering. Der Messplatz ist im Bereich der Feldschwächung somit zwar in der Lage passende Flussverhältnisse im Zahnrücken einzuregulieren, die Einflüsse im Bereich des Zahnfußes führen jedoch zu deutlichen Abweichungen. Ein direkter Vergleich der Verluste aus Messplatz und Maschine ist nur im Leerlauf oder unter reiner q-Bestromung möglich. Für die Verlustmodellierung der Einzelzähne wird daher der Leerlaufzustand herangezogen. Die Flussverläufe die sich in allen anderen Arbeitspunkten einstellen dienen der Validierung der Methode.

### 4.3.3 Prüfstand

Der Einzelzahnmessplatz besteht aus zwei Jochhälften A und B und dem eingespannten Einzelzahn. Gespeist wird der Messplatz durch die Primärwicklungen mit je  $N_1$  Windungen, wodurch sich im magnetischen Kreis eine Durchflutung einstellt. Der daraus resultierende Fluss  $\phi_x$  wird – angelehnt an die Messprinzipien anderer magnetischer Messplätze [129], [130], [134] – mit stromfreien Sekundärwicklungen (blau) bestimmt:

$$\phi_x = \frac{1}{N_2} \cdot \int_0^T u_{2,x} dt, \quad (4.14)$$

wobei  $x$  die Jochseite definiert:  $x \in [A, B]$ ,  $T$  der Periodendauer des Flusses entspricht und  $N_2$  die Windungszahl der Sekundärwicklung angibt. Die Sekundärspulen sind in unmittelbarer Nähe zum Übergang vom Joch auf den Zahnrückén angebracht um den Fluss in diesem Querschnitt zu messen. Die Messung der Zahnfußspannung  $u_{2,zf}$  erfolgt nach demselben Prinzip.

Durch die Verwendung von umschaltbaren Primär- und Sekundärwicklungen können die Windungszahlen  $N_1$ ,  $N_2$  &  $N_{2,zf}$  in vier Stufen variiert und der Messbereich des Prüfstandes erweitert werden, Tabelle 4.2.

Tabelle 4.2: Windungszahlen Einzelzahnmessplatz

$N_1$	10; 20; 40
$N_2$	10; 20; 40
$N_{2,zf}$	5; 10; 20

Der Prüfstand wird mit Linearverstärkern, die einen Ausgangsstrom von bis zu 50 A bei einer Spannung von maximal 60 V zur Verfügung stellen können, über die Primärwicklungen gespeist. Durch Parallelisierung von bis zu acht Modulen kann ein Ausgangsstrom von 200 A erreicht werden. Die Bandbreite der Verstärker ist auf 100 kHz begrenzt, Signalanstiegszeiten von bis zu 100 V/ $\mu$ s sind möglich. Als Regelgröße dienen die Flussverläufe  $\phi_x$  am Zahnrückén die mit einem *Repetitive Control* Regler eingeregelt werden. Der

Algorithmus ist auf einem Field Programmable Gate Array (FPGA) vom Typ Altera Cyclone IV implementiert. Eine Auflösung der Signalperiode von bis zu  $N = 1000$  Interpolationspunkten bei einer Abtastrate der Analog-Digital-Wandler von 1,5 MSps wird erreicht [140].

Durch Summation der Harmonischen bis zur siebten Ordnung ist eine ausreichend genaue Beschreibung der Flusscharakteristik möglich, [E6]. Zur Beschreibung der zu regelnden Zeitverläufe werden (4.14) und (4.15) verwendet, [S8]:

$$\begin{aligned} \phi_A = & \quad {}^1\hat{\phi}_A(t) \cdot \sin(\omega t) + & (4.15) \\ & \quad {}^3\hat{\phi}_A(t) \cdot \sin(3 \cdot \omega t + {}^3\gamma_A) + \\ & \quad {}^5\hat{\phi}_A(t) \cdot \sin(5 \cdot \omega t + {}^5\gamma_A) + \\ & \quad {}^7\hat{\phi}_A(t) \cdot \sin(7 \cdot \omega t + {}^7\gamma_A) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \phi_B = & \quad {}^1\hat{\phi}_B(t) \cdot \sin(\omega t + {}^1\gamma) + & (4.16) \\ & \quad {}^3\hat{\phi}_B(t) \cdot \sin(3 \cdot \omega t + 3 \cdot {}^1\gamma + {}^3\gamma_B) + \\ & \quad {}^5\hat{\phi}_B(t) \cdot \sin(5 \cdot \omega t + 5 \cdot {}^1\gamma + {}^5\gamma_B) + \\ & \quad {}^7\hat{\phi}_B(t) \cdot \sin(7 \cdot \omega t + 7 \cdot {}^1\gamma + {}^7\gamma_B) \end{aligned}$$

Der hoch vorangestellte Index  $\nu$  vor der Flussamplitude  $\nu\hat{\phi}_x$  und der Phasenlage  $\nu\gamma_x$  ist die Ordnungszahl der jeweiligen Harmonischen und  $\omega$  die elektrische Winkelgeschwindigkeit der Grundwelle.

Die Flussverläufe sind im eingeschwungenen Zustand der Maschine periodisch und können mit dem iterativen Regelalgorithmus am Prüfstand eingeregelt werden. Seite A und B werden dabei unabhängig voneinander geregelt. Um der magnetischen Kopplung der Primärwicklung entgegen zu wirken, werden die Seiten abwechselnd nach folgender Vorgehensweise ausgeregelt:

1. Ermitteln der Regelabweichung für alle  $N$  Stützstellen innerhalb einer Signalperiode
2. Berechnen des Korrekturwertes anhand der Regelabweichung

3. Anpassen der Stellgröße  $u_{1,x}$  aller  $N$  Stützstellen mit dem Korrekturwert zur Verringerung der Regelabweichung
4. Erreichen von Stationarität nach einer Stellgrößenänderung
5. Überwachen von Regelabweichung und Abbruchbedingung

Der Korrekturwert wird mit einer abgewandelten Form des Newton-Raphson Verfahrens im stationären Zustand ermittelt [23: S.84ff.]. Sobald die Abbruchbedingung erfüllt und somit der gewünschte Arbeitspunkt stationär eingeregelt ist, werden die Messgrößen erfasst und gespeichert. Abbruchbedingung ist das Minimum der Steigung der Regelabweichung beider Jochseiten. Eine nachgelagerte Berechnung dient der Ermittlung der Zahnverluste. Die Beschreibung von Prüfstand und Regelkonzept ist angelehnt an [E6].

Eine detaillierte Analyse zur Messgenauigkeit findet sich in [23: S.89ff.]. Dort wird unter anderem mit einer Messung eines normgerechten Tafelmessgeräts und einer Referenzprobe eine hohe Übereinstimmung mit der Messkurve eines Brockhaus MPG Messgerätes ermittelt. Für die in dieser Arbeit verwendete Probe wurde außerdem eine Messunsicherheitsbewertung der Messkette durchgeführt, siehe Anhang F.

#### 4.3.4 Bestimmung der Zahnverluste

##### Referenzmessung

Mit dem vorhandenen Messequipment am Prüfstand können lediglich die Gesamtverluste des Aufbaus  $P_{EzM}$  bestimmt werden. Die Verluste werden, unter Vernachlässigung von Streupfaden, ermittelt durch:

$$P_{EzM} = \sum_{x \in [A,B]} \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \frac{N_1}{N_2} u_{2,x}(t) \cdot i_{1,x}(t) dt \quad (4.17)$$

Eine Referenzmessung bildet die Grundlage der Verlustseparation zur Bestimmung der Zahnverluste. Ein Zahn aus demselben Material wie der Prüfstand, hergestellt mit demselben Fertigungsverfahren, wird genutzt, um das Prüfstandsjoch zu parametrisieren. Der Zahn weist dieselbe magnetische Charakteristik wie das Joch auf und wird daher in einer nachgelagerten FE-Co-Simulation gleich parametrisiert. Dadurch werden Modellunsicherheiten reduziert und der Verlustanteil des Jochs ermittelt und abgezogen, [E1], [S6].

Eine Messreihe mit einem Phasenversatz von  $1\gamma = 30^\circ$  unter Variation von Flussdichteamplitude und Frequenz, und damit angelehnt an den Leerlauf der Maschine, wird durchgeführt. Die ermittelten Verluste der Messung sind in Abbildung 4.15 a) dargestellt. Die Flussverläufe in der Simulation werden analog zur Messung vorgegeben. Die Eisenverluste der Simulation werden mit dem Bertotti-Ansatz ermittelt. Die gemessenen Verluste des Aufbaus  $P_{\text{EZM,Ref}}$  werden mit den ermittelten Verlusten  $\tilde{P}_{\text{EZM}}$  der FE-Co-Simulation verglichen und der Parametervektor  $\vec{k} = (k_{\text{hys}}, k_{\text{cls}}, k_{\text{exc}})$  zur Berechnung der Verluste  $\tilde{P}_{\text{EZM}}$  aus der Simulation wird durch eine Optimierungsrechnung variiert. Die berechneten Verluste  $\tilde{P}_{\text{EZM}}$  werden dadurch an die gemessenen Verluste  $P_{\text{EZM,Ref}}$  angenähert und führen zur gesuchten Lösung  $\vec{k}_{\text{opt,Ref}}$  des Optimierungsproblems

$$\vec{k}_{\text{opt,Ref}} = \min_{\vec{k}} \text{abs} \left( \tilde{P}_{\text{EZM}}(B, f, \vec{k}) - P_{\text{EZM,Ref}}(B, f) \right) \quad (4.18)$$

Mit dem Parametervektor  $\vec{k}_{\text{opt,Ref}}$  können die Verlustanteile aus der Simulation in Zahnverluste  $\tilde{P}_{\text{EZMZ}}$  und Jochverluste  $\tilde{P}_{\text{EZMJ}}$  aufgetrennt werden. Es ergibt sich der Jochverlustfaktor  $k_{\text{J}}$ :

$$k_{\text{J}}(B, f) = \frac{\tilde{P}_{\text{EZMJ}}(B, f, \vec{k}_{\text{opt,Ref}})}{\tilde{P}_{\text{EZMZ}}(B, f, \vec{k}_{\text{opt,Ref}})} \quad (4.19)$$

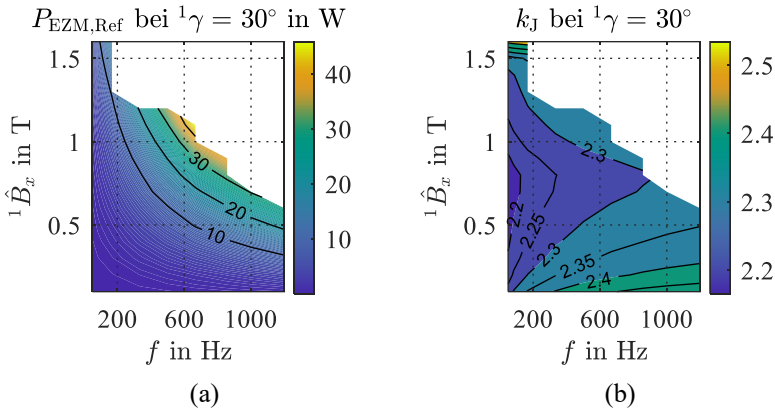


Abbildung 4.15: Ergebnisse der Zahnverlustbestimmung: Zahnverluste Referenzmessung (a) und Jochverlustfaktor (b)

Der ermittelte Jochverlustfaktor ist in Abbildung 4.15 b) dargestellt. Es zeigt sich, dass für die gegebene Geometrie der Jochverlustfaktor bei einem Wert von 2,2 bis 2,45 liegt. Im Bereich der Sättigung nimmt der Wert etwas zu und die Jochverluste entsprechen dann bis zum 2,5-fachen der Zahnverluste. Der gesuchte Parametervektor  $\vec{k}_{opt,Ref}$  ist [274; 0,0623; 5,58].

Zur Bewertung der Optimierungsaufgabe werden die Modellabweichung  $e$  und der empirische Korrelationskoeffizient  $r_{x,y}$  berechnet. Der Korrelationskoeffizient ist nach [154] wie in (4.20) definiert und beträgt für die Referenzmessung 0,9988. Dies deutet auf eine sehr gute Abbildung der gemessenen Werte hin. Die Modellabweichung wird durch (4.21) und (4.22) bestimmt und ist in Abbildung 4.16 (a) und (b) dargestellt. Die Modellabweichung ist im relevanten Betriebsbereich konstant klein. Lediglich beim relativen Fehler treten im Bereich kleiner Frequenzen und kleiner Flussdichten erkennbare Abweichungen zwischen Messung und optimiertem Simulationsergebnis auf. Diese liegen darin begründet, dass der Optimierungsalgorithmus eine Minimierung der Gesamtabweichung unternimmt und dadurch Arbeitspunkte kleinerer Leistung schwächer gewichtet. Die Abweichungen sind aus zweierlei Sicht akzeptabel: Zum einen

$$r_{x,y} = \frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})(y_n - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2 \sum_{n=1}^N (y_n - \bar{y})^2}} \quad (4.20)$$

$$e_{\text{abs},n} = P_{\text{EZM},n}(B, f) - \tilde{P}_{\text{EZM},n}(B, f, \vec{k}_{\text{opt}}) \quad (4.21)$$

bzw.

$$e_{\text{rel},n} = \frac{(P_{\text{EZM},n}(B, f) - \tilde{P}_{\text{EZM},n}(B, f, \vec{k}_{\text{opt}}))}{P_{\text{EZM},n}(B, f)} \cdot 100 \% \quad (4.22)$$

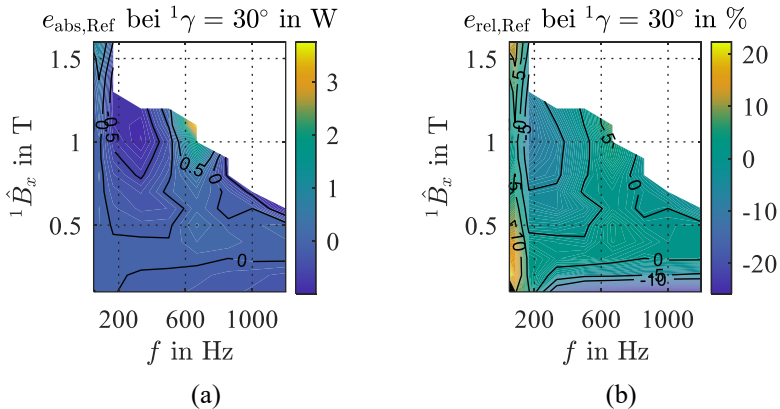


Abbildung 4.16: Ergebnisse der Zahnverlustbestimmung: absolute (a) und relative Modellabweichung (b) des Referenzzahns

treten diese in weniger relevanten Betriebsbereichen der Maschine auf, zum anderen sind die Absolutwerte der ungenau abgebildeten Verluste gering.

### Probenverluste

Der in der Referenzmessung ermittelte Jochverlustfaktor  $k_j$  wird im Folgenden auf die Messergebnisse des Referenzzahns und der einzelnen Zahnproben angewandt. Dies ist insbesondere dann zulässig, wenn sich Blechsorte als auch Bearbeitungseinflüsse von Referenzzahn und Probezahn

nicht stark unterscheiden, da dann die magnetischen Eigenschaften ähnlich sind und somit die Ergebnisse der optimierten FE-Analyse des Referenzzahnes auch auf die Zahnproben beziehbar sind. Für die betrachtete Stichprobe wurden  $n = 5$  Statorzähne aus der Charge des aufgebauten Stators entnommen und vermessen.

Ausgehend von (4.18) wird für die Zahnproben ebenfalls eine Verlusttrennung durchgeführt. Die Verluste  $P_{EZMJ,n}$  im Joch werden hierbei unter Verwendung der zuvor ermittelten optimalen Bertotti-Parameter des Referenzzahns  $\vec{k}_{opt,Ref}$  als bekannt vorausgesetzt:

$$P_{EZMZ,n} = P_{EZM,n}(B, f) - \frac{P_{EZM,n}(B, f) \cdot \left( \frac{1}{k_j(B, f)} + 1 \right)^{-1}}{P_{EZMJ,n} = \tilde{P}_{EZMJ}} \quad (4.23)$$

Die optimalen Bertotti-Parameter  $\vec{k}_{opt,n}$  für die Probezähne werden durch eine Optimierung der Zahnverluste  $P_{EZMZ,n}$  bestimmt und für die Parametrierung der Eisenverluste in der numerischen Berechnung genutzt:

$$\vec{k}_{opt,n} = \min_k \text{abs} \left( \tilde{P}_{EZMZ}(B, f, \vec{k}) - P_{EZMZ,n}(B, f) \right) \quad (4.24)$$

Die unter Verwendung von  $k_j$  ermittelten Zahnverluste für Referenz und Zahnprobe 1 sind in Abbildung 4.17 dargestellt. Der Referenzzahn verursacht geringfügig kleinere Verluste als der Probezahn, da das verwendete Blech aus NO20 eine bessere Verlustcharakteristik als die Zahnproben aufweist. Insgesamt sind die Unterschiede jedoch gering und die Zähne verhalten sich ähnlich. Eine Anwendung des Jochverlustfaktors auf die Probezahnvermessung ist also gerechtfertigt.



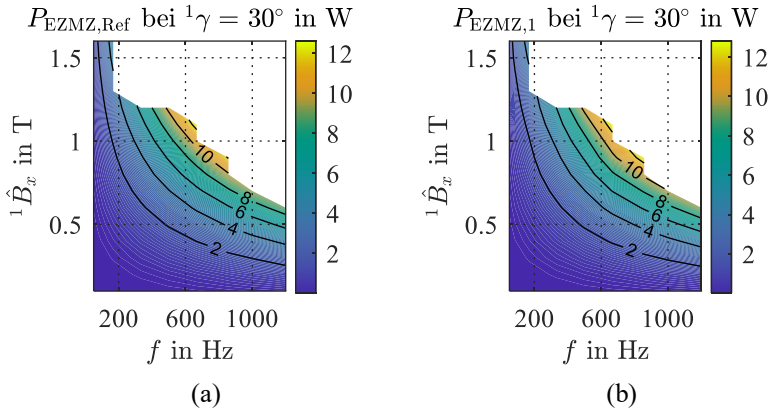


Abbildung 4.17: Ergebnisse der Zahnverlustbestimmung: Zahnverluste Referenzmessung (a) und Zahnverluste Zahnprobe 1 (b)

Die ermittelten, optimalen Bertotti-Parameter des Referenzzahns und der Probezähne sind in Tabelle 4.3 angegeben. Die Streuung der Parameter bei den Probezähnen ist gering. Der Hysteresekoeffizient weist eine Standardabweichung von 3,22 auf, das entspricht 1,30 % vom Mittelwert. Der Mittelwert  $\vec{k}_{S,EZM}$  aller Proben wird für die weiteren Betrachtungen verwendet. Zu beachten ist, dass für die Einzelzähne der Wirbelstromkoeffizient der Epstein-Rahmen-Messung angesetzt ist. Die Entstehung von zusätzlichen Wirbelstrombahnen ist durch den Klebprozess beim Paketieren der Statorzähne nicht zu erwarten.

Der Korrelationskoeffizient für die fünf Zahnproben liegt im Bereich  $[0,9979; 0,9983]$  und deutet wie beim Referenzzahn auf eine sehr gute Modellierung der gemessenen Werte hin. Die Modellabweichungen sind in Abbildung 4.18 (a) und (b) für Probezahn 1 dargestellt.

Des Weiteren werden die in Abschnitt 4.3.2 hergeleiteten und im Betrieb der Maschine auftretenden Zeitverläufe des Flusses genutzt, um die Modellabweichung für Probezahn 1 auch unter Einfluss harmonischer Anteile im Fluss zu bewerten: Abbildung 4.19 (a) und (b) zeigen die relativen Abwei-

Tabelle 4.3: Bertottikoeffizienten und Korrelationskoeffizienten aus der Einzelzahnmessung für Referenz Zahn und fünf Probekörper. Die Koeffizienten sind jeweils auf die dritte Stelle gerundet.

$\vec{k}_{\text{opt,Ref}}$	[274; 0,0623; 5,58]
$\vec{k}_{\text{opt,1}}$	[253; 0,354; 0], $r_{x,y} = 0,9981$
$\vec{k}_{\text{opt,2}}$	[247; 0,354; 0], $r_{x,y} = 0,9982$
$\vec{k}_{\text{opt,3}}$	[248; 0,354; 0], $r_{x,y} = 0,9983$
$\vec{k}_{\text{opt,4}}$	[251; 0,354; 0], $r_{x,y} = 0,9979$
$\vec{k}_{\text{opt,5}}$	[244; 0,354; 0], $r_{x,y} = 0,9981$
$\vec{k}_{\text{S,EZM}} = \frac{1}{n} \sum_{n=1}^5 \vec{k}_{\text{opt},n}$	[249; 0,354; 0]

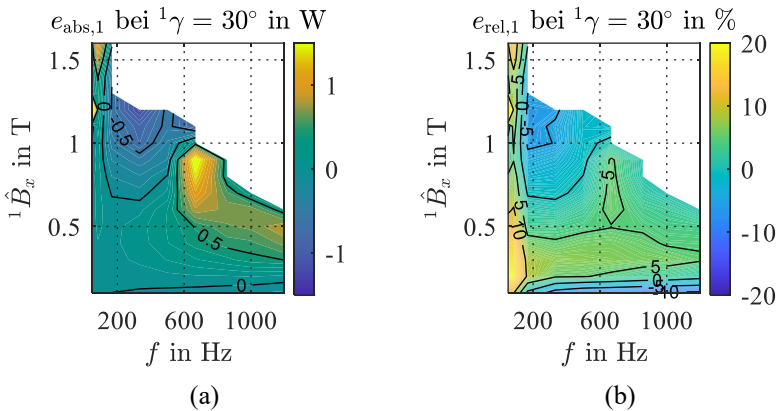


Abbildung 4.18: Ergebnisse der Zahnverlustbestimmung: absolute (a) und relative Modellabweichung (b) von Probezahn 1

chungen bei 333 Hz und 1000 Hz, was bezogen auf die Maschine Drehzahlen von 2000 1/min und 6000 1/min entspricht. Die relative Modellabweichung liegt unter dem Einfluss von Harmonischen im Bereich 0 – 12 % und erfüllt somit die Anforderungen an ein hochgenaues Verlustmodell.

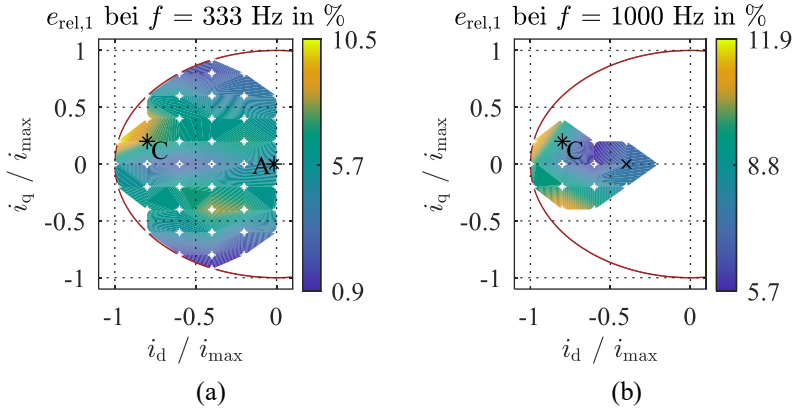


Abbildung 4.19: Ergebnisse der Zahnverlustbestimmung: relative Modellabweichung unter Einfluss harmonischer Anteile im Fluss für  $f = 333$  Hz und  $f = 1000$  Hz

### Bewertung des Fertigungseinflusses

Im Vergleich zur Epstein-Rahmen-Messung ist aus der Einzelzahnmessung mit höheren Verlusten und damit größeren Bertotti-Verlustparametern zu rechnen. Daher werden diese um einen Zuschlagsfaktor der Fertigung  $\vec{k}_{\text{Fertigung}}$  erweitert. Der Zuschlagfaktor gibt Auskunft über die Mehrverluste je Anteil durch die Fertigungseinflüsse im Material.

$$\vec{k}_{\text{ERM}} = (k_{\text{hys,ERM}} \quad k_{\text{cls,ERM}} \quad k_{\text{exc,ERM}}) \quad (4.25)$$

$$\begin{aligned} \vec{k}_{\text{EZM}} &= (k_{\text{hys,EZM}} \quad k_{\text{cls,EZM}} \quad k_{\text{exc,EZM}}) \quad (4.26) \\ &= \vec{k}_{\text{ERM}} \cdot \vec{k}_{\text{Fertigung}} \end{aligned}$$

$$= (k_{\text{hys,ERM}} \quad k_{\text{cls,ERM}} \quad k_{\text{exc,ERM}}) \cdot \begin{pmatrix} k_{\text{hys,Fertigung}} \\ k_{\text{cls,Fertigung}} \\ k_{\text{exc,Fertigung}} \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} P_{V,\text{Fe,EZM}} &= k_{\text{hys,Fertigung}} \cdot k_{\text{hys,ERM}} \cdot \hat{B}^2 \cdot f + \quad (4.27) \\ &\quad k_{\text{cls,Fertigung}} \cdot k_{\text{cls,ERM}} \cdot \hat{B}^2 \cdot f^2 + \\ &\quad k_{\text{exc,Fertigung}} \cdot k_{\text{exc,ERM}} \cdot \hat{B}^{1,5} \cdot f^{1,5} \end{aligned}$$

Die Ergebnisse der Epstein-Rahmen-Messung für Rotor- und Statormaterial sind in Abbildung 4.20 für die Frequenzen 20, 100, 400 und 1000 Hz dargestellt. Gemessene Arbeitspunkte sind mit einem Stern markiert. Aus den Messdaten werden folgende Bertotti-Parametersätze per mathematischem Fit ermittelt und die entsprechenden spezifischen Verluste mit durchgezogenen Linien in der Abbildung dargestellt:

$$\vec{k}_{R,ERM} = [271; 0; 13,7], r_{x,y} = 0,9996 \quad (4.28)$$

$$\vec{k}_{S,ERM} = [166; 0,354; 0], r_{x,y} = 0,9979 \quad (4.29)$$

Durch Anwendung in der numerischen Berechnung ergeben sich dadurch die Statorverluste  $\tilde{P}_{V,Fe,S,ERM}$  und Rotorverluste  $\tilde{P}_{V,Fe,R,ERM}$  der Maschine mit den Parametern der Epstein-Rahmen-Daten.

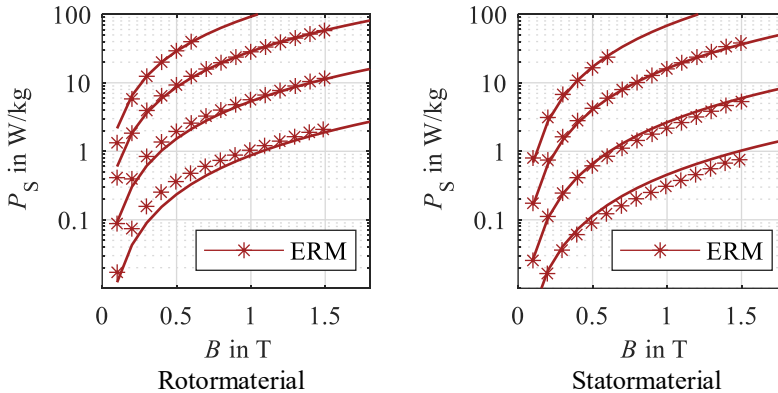


Abbildung 4.20: Messergebnis Epstein-Rahmen-Messung des Rotor- und Statormaterials mit zugehörigem Fit nach Bertotti für 20, 100, 400 und 1000 Hz. Sterne markieren gemessene Werte, durchgezogene Linien das Fitting-Ergebnis.

Ein Vergleich der spezifischen Verluste anhand der Bertotti-Parameter ist in Abbildung 4.21 für das Statormaterial dargestellt. Eine Zunahme der modellierten Verluste durch die Einzelzahnmessung ist in der Differenz der

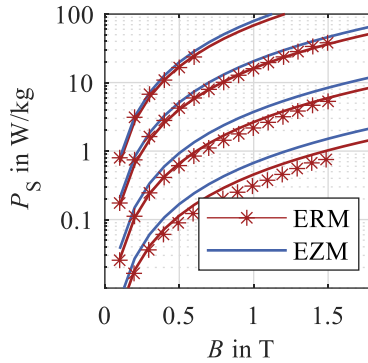


Abbildung 4.21: Vergleich der spezifischen Verluste des Statormaterials anhand der ermittelten Bertotti-Parameter für 20, 100, 400 und 1000 Hz. Sterne markieren gemessene Werte, durchgezogene Linien das Fitting-Ergebnis.

roten (ERM) und blauen Kurve (EZM) vor allem bei niederen Frequenzen zu beobachten, da sich die ermittelten Parametersätze  $\tilde{P}_{V,Fe,ERM}$  und  $\tilde{P}_{V,Fe,EZM}$  lediglich im Hysteresekoeffizient unterscheiden. Ursache sind zusätzliche mechanische Spannungen im Material, insbesondere im Bereich der Kanten, die höhere Verluste verursachen. Aufgrund der verklebten Bleche ist ein merklicher Fertigungseinfluss auf Wirbelstrom- und Excessverluste nicht zu erwarten [23: S.150]. Der ermittelte Hysteresezuschlagfaktor  $k_{hys,Fertigung}$  von 1,57 deckt sich mit Erfahrungswerten die beispielweise in [108: S.16] genannt werden:

$$\vec{k}_{Fertigung} = \begin{pmatrix} 1,57 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (4.30)$$

#### 4.3.5 Fazit

Aus der Einzelzahnvermessung werden fertigungsabhängige Zuschlagfaktoren für das Statormaterial bestimmt, die insbesondere im niederen Frequenzbereich nahezu 60% betragen können. Das Resultat der Anwendung

der Parameter auf die ermittelten Verluste im Magnetkreis findet sich in Kapitel 5. Vergleich und Bewertung der zusätzlich charakterisierten Verlustanteile liefert Kapitel 6.

## **4.4 Nullstrommessung, sinusförmige Speisung und Gesamtmaschinenvermessung**

Der aufgebaute Prototyp der Prüflingsmaschine wird auf einem Maschinenprüfstand vermessen. Zur Bestimmung der Reibverluste wird ein Auslaufversuch durchgeführt, zur Bestimmung der Verluste durch den Nullstrom eine zusätzliche Nullstrommessung in den Prüfling integriert und zur Bewertung des Umrichtereinflusses der standardmäßige Zweilevelbetrieb an einer Drehstrombrückenschaltung mit der sinusförmigen Speisung der Maschine durch einen siebenstufigen Mehrphasen-Multilevelumrichter verglichen. Zunächst werden die einzelnen Ansätze benannt, anschließend der verwendete Prüfstand vorgestellt.

### **4.4.1 Ansatz**

#### **Vorgehen Gesamtmaschinenvermessung**

Die Vermessung der Maschine soll unter wiederholbaren und klar definierten Umgebungsbedingung stattfinden. Dafür wird die Maschine durch einen Vorheizzyklus aufgewärmt. Für Kühlwasser, Maschine und Prüfstand wird durch eine definierte Vorheizdauer stets derselbe thermische Ausgangszustand eingestellt. Nach ca. 1,5 h ist das Kühlmittel der Mantelkühlung auf 35 °C und der Rotor auf 30 °C vorgeheizt. Anschließend wird durch eine LabVIEW-Messroutine ein fester Messablauf gewährleistet:

1. Messen der induzierten Spannung der Maschine
2. Wiederhole Schritt a) bis d) für alle Arbeitspunkte

- a) Temperierzyklus zum Einstellen der Wicklungstemperatur:  
 $\vartheta_{\text{WK}} \stackrel{!}{=} 40 \text{ }^\circ\text{C}$
- b) Prüfen der Drehzahl
- c) Einstellen der Sollströme auf 0,5 A bzw. 2 % genau
- d) Erfassen der Messgrößen

### 3. Messen der induzierten Spannung der Maschine

Die Routine verarbeitet eine Liste von Arbeitspunkten die in d- und q-Achse gerastert sind. Für jeden Arbeitspunkt werden die relevanten Messgrößen erfasst. Im Nachgang erfolgt die Berechnung der Verlustanteile. Die Erwärmung der Maschine während der Vermessung kann durch die Messung der induzierten Spannung, der Lagertemperaturen und der Kühlmitteltemperatur bewertet werden. Alle Temperaturschwankungen während eines Messdurchlaufs sind unter 10 K, eine Beeinflussung der Messungen ist daher nicht zu erwarten. Die Wicklungstemperatur, die als einzige direkt eingeregelt werden kann, wird auf  $\pm 1 \text{ K}$  eingestellt, siehe Anhang B.

Die Berechnung der Verlustanteile geschieht auf Basis der direkten Verlustbestimmung. Die Gesamtverluste  $\bar{P}_V$  können direkt durch Subtraktion von aufgebrachter  $\bar{P}_{\text{el}}$  und abgegebener Leistung  $\bar{P}_{\text{mech}}$  bestimmt werden, vgl. (3.18) und (3.19):

$$\bar{P}_V = \bar{P}_{\text{el}} - \bar{P}_{\text{mech}} \quad (4.31)$$

Die Kupferverluste lassen sich durch Strangwiderstand, Strangströme und  $\tilde{k}_{\text{cde}}$  berechnen: Da  $P_{V,\text{Cu,cde}}$  durch Wirbelströme in den Wicklungen hervorgerufen wird, ist eine messtechnische Trennung von den Eisenverlusten nicht möglich und es wird auf die Daten der numerischen Berechnung zurückgegriffen.

$$\bar{P}_{V,Cu} = \tilde{k}_{cde}(n, i_d, i_q) \cdot R_S(\vartheta) \cdot \frac{1}{T} \int_0^T (i_{UV}^2 + i_{VW}^2 + i_{WU}^2) dt \quad (4.32)$$

$$\bar{P}_{V,Cu,cde} = (\tilde{k}_{cde}(n, i_d, i_q) - 1) \cdot R_S(\vartheta) \cdot \frac{1}{T} \int_0^T (i_{UV}^2 + i_{VW}^2 + i_{WU}^2) dt \quad (4.33)$$

Bei Kenntnis der mechanischen Reibungsverluste kann durch (4.34) auf die Verluste im Magnetkreis geschlossen werden. Eine weitere messtechnische Auftrennung ist nicht möglich. Verlustprozesse in Rotoreisen und Statoreisen haben denselben Wirkzusammenhang und überlagern sich gegenseitig. Die Verluste in den Permanentmagneten beruhen vorrangig auf Wirbelstromverlusten, sind also rein messtechnisch nicht zu unterscheiden von den klassischen Wirbelstromverlusten im Eisen.

$$\bar{P}_{V,mag} = \bar{P}_V - \bar{P}_{V,Cu} - \bar{P}_{V,mech} \quad (4.34)$$

Alle Werte werden durch Mittelwertbildung der Momentanleistung einer mechanischen Umdrehung der Maschine analog zu (3.18) und (3.19) gebildet.

### Messung der Reibverluste

Die Reibverluste des Antriebsstrangs werden im Auslaufversuch ermittelt. Hierfür wird der Maschinensatz in unterschiedlichen Konfigurationen auf Maximaldrehzahl beschleunigt und durch öffnen der Schütze der Lastmaschine galvanisch von der Leistungselektronik entkoppelt und austrudeln lassen. Die Prüflingsmaschine ist stets von der Leistungselektronik getrennt. Durch das freie Austrudeln bremsen nur Verluste in der Maschine die Bewegung:

- Luft- und Lagerreibung
- Eisenverluste
- Verluste durch Nullströme.



Durch die mechanische Bewegungsgleichung (2.20) kann mit Kenntnis der Trägheit des Systems und Messung des Drehzahlgradienten das bremsende Moment ermittelt werden. Durch Multiplikation mit der Drehzahl ergibt sich die wirksame Bremsleistung. Mehrmaliges Ausführen des Auslaufversuchs in unterschiedlichen Antriebskonfigurationen ermöglicht die Identifikation der einzelnen Verlustanteile:

- Auslaufvorgang der Lastmaschine zur Ermittlung der Reibverluste  $P_{LL,LAM}$
- Auslaufvorgang der Lastmaschine und des Prüflings mit nichtmagnetisiertem Rotor zur Ermittlung der Reibverluste  $P_{LL,nichtmag}$
- Auslaufvorgang der Lastmaschine und des Prüflings mit magnetisiertem Rotor und offenen Klemmen zur Ermittlung der Reibverluste  $P_{LL,offen}$
- Auslaufvorgang der Lastmaschine und des Prüflings mit magnetisiertem Rotor und geschlossenen Klemmen der Dreieckswicklung zur Ermittlung der Reibverluste  $P_{LL}$

Mit magnetisiertem Rotor erwärmen sich das Rotor- und das Statorblechpaket, und infolgedessen auch die Lagerung der Maschine, vgl. Anhang B. Darum wird zusätzlich ein Auslaufvorgang der Lastmaschine und des Prüflings mit magnetisiertem Rotor und offenen Klemmen in warmen und kaltem Zustand durchgeführt. Hierdurch wird der Effekt der Erwärmung der Maschine berücksichtigt:  $P_{LL,Temp} = P_{LL,warm} - P_{LL}$  und ein Abgleich mit den späteren Messungen im Betrieb genauer.

Alle Auslaufvorgänge sind nach einer Aufwärmphase bei  $n = 1000$  rpm durchgeführt worden um die korrekte Temperierung der Lager zu gewährleisten. Die Verrechnung der einzelnen Ergebnisse liefert folgende Leerlaufverluste der Prüflingsmaschine:

$$P_{V,mech} = P_{LL,nichtmag} - P_{LL,LAM} \quad (4.35)$$

$$P_{V,mag} = P_{LL,offen} - P_{LL,nichtmag} + P_{LL,Temp} \quad (4.36)$$

$$P_{V,Cu} = P_{LL} - P_{LL,offen} + P_{LL,Temp} \quad (4.37)$$

### Messung des Nullstroms

Die Wicklungen der Prüflingsmaschine sind im Dreieck geschaltet. Um die im Betrieb auftretenden Nullströme messtechnisch erfassen zu können ist die Wicklungsverschaltung angepasst worden. Die Wicklungsenden der einzelnen Wicklungen der Statorzähne werden nach außen auf Kupferverbindungsringe geführt. Diese sind so angeordnet, dass alle drei Strangströme in übereinander liegenden Kupferschienen geführt werden. Eine Strommesszange ist direkt am Anschlussbrett angebracht, umschließt die drei Stränge und misst den Summenstrom  $i_{UV} + i_{VW} + i_{WU}$ : Abbildung 4.22. Beim Aufbau wurde besonderer Wert auf symmetrische Verbindungen, niederohmigen Aufbau und gleiche Kupferstrecken gelegt, um keine zusätzlichen Asymmetrien, die wiederum größere Nullströme hervorrufen, zu schaffen.

$$P_{V,Cu,i_0} = \tilde{k}_{cde} \cdot 3 \cdot R_S(\vartheta) \cdot \frac{1}{T} \int_0^T (i_0^2) dt \quad (4.38)$$

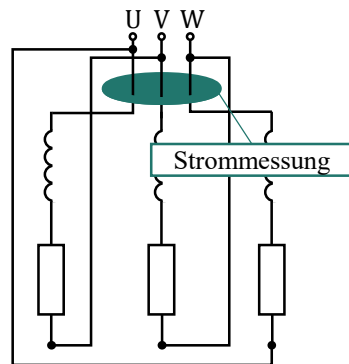
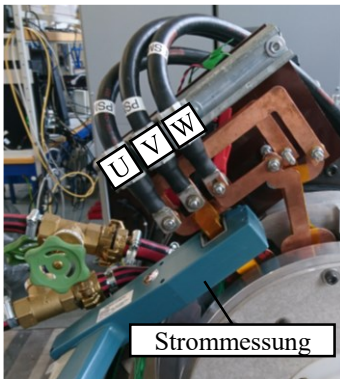


Abbildung 4.22: Foto und schematische Darstellung des Verschaltungskonzeptes zur Messung der Nullströme im Betrieb

### **Sinusförmige Speisung**

Numerische Berechnungen zu Verlusten in elektrischen Maschinen werden wegen der hohen Rechenzeit häufig mit ideal sinusförmigen Strömen durchgeführt. Außerdem sind viele typische Eisenverlustmodelle auf den Einsatz sinusförmiger Feldverläufe beschränkt. Ein Einsatz umrichter gespeister Maschinen unterscheidet sich jedoch von dieser Stromform, da durch Regelung und Taktung Harmonische im Strom entstehen.

In der Literatur sind der Einsatz von Linearverstärkern oder Synchrongeneratoren zur sinusförmigen Speisung elektrischer Maschinen bekannt. Linearverstärker eignen sich jedoch nur zur Vermessung Maschinen kleiner Leistung, da hohe Verluste in der Elektronik entstehen und Aufbauten dadurch groß und teuer werden. Der Betrieb von Synchrongeneratoren eignet sich gut um auch höhere Leistungen bereit zu stellen, jedoch können hier Harmonische aus der Felderregerkurve zu Oberwellen in der Spannung und dadurch zusätzlichen Harmonischen im Strom führen [155].

Multilevelumrichter bieten durch einen modularen Aufbau die Möglichkeit einer sehr Oberschwingungsarmen Speisespannung und hohen Ausgangsleistung. Außerdem sind unter Verwendung aktueller Signalverarbeitungssysteme auch performante Regelkonzepte umsetzbar. Dadurch wird eine sinusförmige Speisung von elektrischen Maschinen einfach und effizient. Bisher beschränken sich Anwendungen von Multilevelumrichtern bei Maschinen in der Literatur jedoch auf die Betriebsweise [156–159] oder einfache Vergleiche im Leerlauf und bei einzelnen Lastpunkten [155], [160], [161]. Mit dem im nächsten Kapitel vorgestellten Modularen Multiphasen Multilevelumrichter kann der Prüfling jedoch auch unter Last charakterisiert werden. Der Vergleich der ermittelten Verluste im Betrieb mit dem Multilevelumrichter, der *sinusförmigen Speisung*, und der Drehstrombrücke liefert dadurch Ergebnisse über zusätzliche, umrichterbedingte Verlustanteile. Die Güte der Ausgangsspannung und des Ausgangsstromes sind ebenfalls im folgenden Kapitel dargestellt.

#### 4.4.2 Prüfstand

Der für die beschriebenen Messungen verwendete Maschinenprüfstand ist in Abbildung 4.1 links dargestellt. Last- und Prüflingsmaschine sind mechanisch über eine gemeinsame Welle gekoppelt. Die Lastmaschine ist drehzahl geregelt, der Prüfling stromgeregelt. Die verwendeten Schaltschränke wurden in studentischen Arbeiten aufgebaut ([162], [163]) und kontinuierlich an den aktuellen Stand der Technik angepasst ([S10], [S11]), Abbildung 4.23. Im Laufe der Arbeit wurde der prüflingsseitige Stromrichter um einen Modularen Multiphasen Multilevelumrichter (MMPMC) erweitert. Somit kann der Prüfling wahlweise mit einer konventionellen Zweilevel- oder einer siebenstufigen Multilevelspannung gespeist werden [S10], [E4]. Die verwendete Signalverarbeitungsplattform wurde am Elektrotechnischen Institut (ETI) entwickelt [164]. Außerdem wurde aufgrund der Anforderungen der Prüflingsmaschine die komplette mechanische Aufspannung neu konzipiert und aufgebaut. In diesem Kapitel werden die Komponenten des Maschinenprüfstandes näher beschrieben.



Abbildung 4.23: links: Schaltschrank mit Netzzeitspeisung, Tiefsetzsteller und Drehstrombrücken zur Maschinenversorgung (Foto: Jan Richter), rechts: Schaltschrank des MMPMC (Foto: Alexander Schmitt)

### **Lastmaschine**

Als Lastmaschine wird eine Asynchronmaschine vom Typ *Wittur 2SB3-16.D-50l.44* verwendet. Die in Tabelle 4.1 aufgeführten Kenndaten zeigen, dass die Lastmaschine den Prüfling im gesamten Arbeitsbereich betreiben kann. Die Lastmaschine wird dabei drehzahl geregelt betrieben, während der Prüfling strom- bzw. drehmoment geregelt ist. Beide Maschinen sind mechanisch über den Drehmomentmessflansch *HBM T10f* gekoppelt, wobei zwischen Prüfling und Messflansch eine Balgkupplung *BK5/300/128/40/40* von *R+W Kupplungen* zum Ausgleich von Achsversätzen eingesetzt wird.

### **Leistungselektronik**

Die Leistungselektronik des Prüfstandes wird über ein 127 V Netz versorgt. Der als Active-Front-End betriebene Stromrichter SR1 stellt eine Zwischenkreisspannung von  $U_{ZK,1} = 350 \text{ V}$  bereit. Die Lastmaschine wird über Stromrichter SR2 aus diesem Zwischenkreis versorgt. Die deutlich geringere Außenleiterspannung des Prüflings im Vergleich zur Lastmaschine erfordert den Einsatz von Stromrichter SR3 als Tiefsetzsteller. Dieser setzt  $U_{ZK,1}$  herunter auf 70 V im zweiten Zwischenkreis, woraus der vierte Stromrichter SR4 den Prüfling DUT (device under test) versorgt. Die Komponenten sind im Blockschaltbild der Prüfstandselektronik Abbildung 4.24 gelb gekennzeichnet. Alle Stromrichter bestehen aus IGBT-Drehstrombrücken-Modulen des Typs *SKiP 513GD122* von *Semikron*, mit einer Sperrspannung von 1200 V und einem maximalen Kollektorstrom von 500 A, die bei einer Taktfrequenz von 8 kHz betrieben werden. Die Module beinhalten des Weiteren integrierte Kompensationsstromwandler, die zur Messung und Regelung der auftretenden Ströme verwendet werden. Eine zusätzliche Messung der Zwischenkreis-, Netz- und Klemmenspannung des Prüflings erfolgt über am Institut entwickelte Spannungsmesskarten. Diese reduzieren die zu messende Spannung über einen ohmsch-kapazitiven Spannungsteiler, entkoppeln über eine hochohmige

Operationsverstärkerschaltung und stellen damit eine Messspannung im Bereich  $\pm 10$  V bereit.

### **Signalverarbeitung**

Zur Verarbeitung der Signale am Prüfstand wird das *ETI-DSP-System* verwendet, ein System das von den Mitarbeitern des ETI entwickelt und sukzessive weiterentwickelt wird [164], [165]. Auf Basis des digitalen Signalprozessors (DSP) *TMS320C6748* von *Texas Instruments* und einer FPGA-Einschubkarte, der Modulatorkarte, werden sämtliche Berechnungsvorgänge, die für den Prüfstandsbetrieb notwendig sind, in Echtzeit durchgeführt. Über Erweiterungskarten, die in einen 19“ Baugruppenträger gesteckt sind werden Messgrößen ermittelt, Hilfsbetriebe wie Schütze angesteuert und Gate-Signale für die Leistungshalbleiter erzeugt. Die Kommunikation der Karten untereinander erfolgt größtenteils über den 26 Bit breiten *ETI-Bus*. Der Prüfstand wird über zwei DSP-Systeme gesteuert. Die einzelnen Komponenten sind im Blockschaltbild der Prüfstandselektronik in Abbildung 4.24 hellblau dargestellt.

Hauptkomponente des Signalverarbeitungssystems ist die DSP-Einschubkarte. Sie gewährleistet die Betriebsführung der Stromrichter in Echtzeit. Die Überwachung relevanter Messgrößen und Fehlersignale führt im Fehlerfall zur sicheren Abschaltung des Prüfstandes. Im Betrieb werden die Regelalgorithmen der einzelnen Stellglieder berechnet. Diese sind im ersten Schaltschrank die Regler für das Active-Front-End und die Lastmaschine und im zweiten Schaltschrank die Regelung des Tiefsetzstellers und der Prüflingsmaschine. Die Regelung des Prüflings wird mit einem modellbasierten Regler auf Basis der Flusskennfelder der Maschine geregelt [43]. Dazu sind die in Abbildung 4.25 dargestellten Kennfelder und ihre Inversen als Look Up Tabelle im flüchtigen Speicher hinterlegt. Des Weiteren verfügt der Regelalgorithmus über einen winkelabhängigen I-Anteil, der nach dem Prinzip des *repetitive control* Ansatzes iterativ winkelabhängige Abweichungen vom Sollwert verringert, Abbildung 4.29 und [66]. Hierzu wird

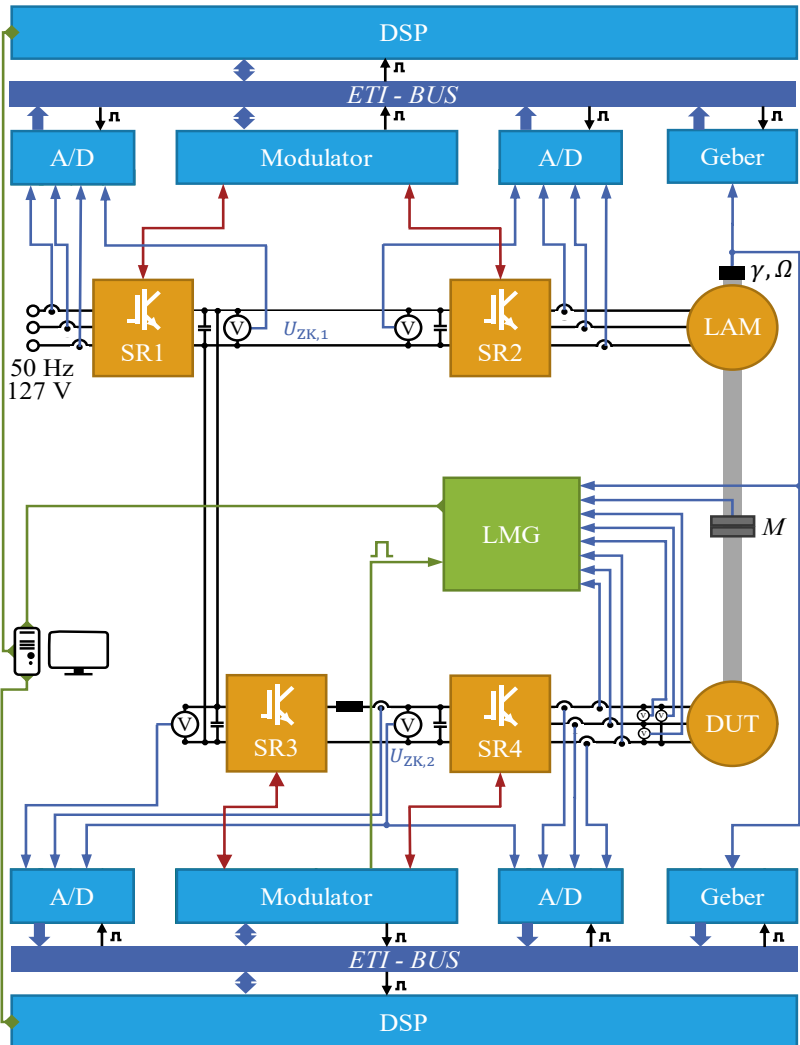


Abbildung 4.24: Blockschaltbild Prüfstandelektronik mit **leistungselektronischen** und **signalverarbeitungstechnischen** Komponenten sowie der **Messwertfassung**.

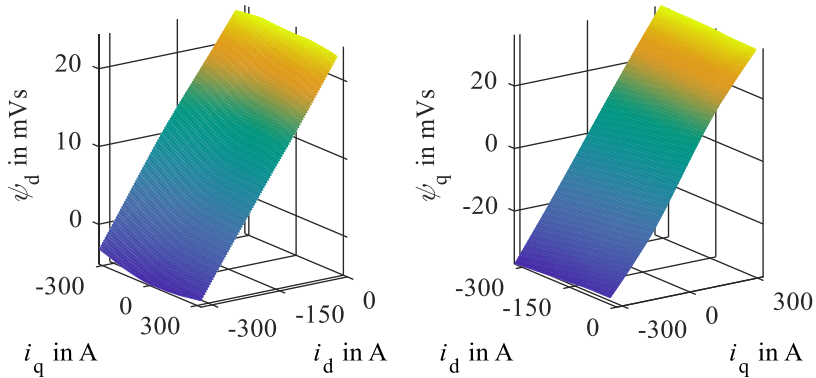


Abbildung 4.25: Flussverkettungskennfelder des Prüflingsmotors in d und q Richtung bei  $n = 400$  1/min,  $\theta_{WK} = 40^\circ$   $C\theta_{WK}$  und  $\theta_{PM} \approx 30^\circ$

die Regelabweichung in 120 Stützstellen auf  $3^\circ$  über den elektrischen Winkel der Maschine aufgelöst. Außerdem dient die DSP-Karte als Master im *ETI-Bus* und bedient die USB-Schnittstelle zur Kommunikation mit dem Leitrechner.

Analoge Messgrößen werden über A/D-Wandlerkarten auf Basis des *THS 1206* von *Texas Instruments* erfasst und über den Rückwandbus an den DSP übertragen. Eine A/D-Wandlerkarte ermöglicht das synchrone Abtasten von bis zu vier Kanälen je Wandler mit je 1,5 MSps. Gemessen wird ein Eingangsspannungsbereich von  $\pm 10$  V, die entsprechenden analogen Messgrößen sind dementsprechend anzupassen. Die Auflösung des Wandlers beträgt 12 Bit. Drehzahl- und Drehmomentauswertung erfolgen ebenso auf speziell entwickelten Auswertekarten, hierfür ist eine digitale Puls- bzw. Frequenzzählung nötig. Diese ist durch einen FPGA realisiert.

Die zweite Hauptkomponente des Systems stellt die Modulatorkarte dar. Diese steuert das Timing des Systems über entsprechende Interruptleitungen. Basierend auf einem internen Takt von 120 MHz wird über einen Dreieckszähler der Regelinterrupt angestoßen. Dieser liegt im Fall des



vorgestellten Prüfstandes bei 8 kHz. Der Interrupt wird über den rückseitigen Bus-Anschluss verteilt. Des Weiteren werden die Gate-Ansteuersignale der Leistungshalbleiter durch den Vergleich mit dem Dreieckszähler generiert. Hierfür übergibt die DSP-Karte der Modulatorkarte die benötigten Aussteuergrade. Dort wird der Vergleich mit dem Dreieckssignal durchgeführt und über festgelegte Pins werden die Gate-Signale an die Leistungshalbleiter weitergeleitet. Das verwendete Modulationsschema ist die Supersinus-Modulation bzw. SYPWM [166], [63], [62: S.45]. Kern dieser Modulatorkarte ist der FPGA *EP4CE40F23C6* FPGA von *Intel*.

Das modular erweiterbare Signalverarbeitungssystem ist per USB mit einem Leitrechner verbunden und wird über eine *LabVIEW*-Oberfläche, dem Monitorprogramm, bedient. Das Monitorprogramm dient der Vorgabe von Sollgrößen, Überwachung von Steuergrößen und Visualisierung der erfassten internen Regel- und Messgrößen. Außerdem können automatisierte Messabläufe durchgeführt werden. Der DSP wird über eine automatisierte Codegenerierung direkt aus Matlab Simulink programmiert. Hierbei wird automatisch der entsprechende C-Code erzeugt, kompiliert und als Boot-File bereitgestellt. Zum Programmieren der Modulatorkarte wird die Software Quartus genutzt.

### **Modularer Multiphasen Multilevel Umrichter**

Zur detaillierten Analyse umrichterbedingter Einflüsse auf die Verluste in der Maschine wird ein Multiphasen Multilevelumrichter verwendet, Abbildung 4.26. Dieser wird anstatt SR4 klemmenkompatibel eingesetzt. Im Gegensatz zur beschriebenen Drehstrombrückenschaltung besteht dieser Stromrichter aus sechs Drehstrombrücken. Je Phase werden  $N=6$  Halbbrücken, sogenannte Zellen, über flusskompensierte Drosseln parallel auf einen dreiphasigen Ausgang geschaltet. Die Funktion des MMPMC entspricht dabei der eines induktiven Spannungsteilers, der je nach Anzahl eingeschalteter Zellen  $n_{\text{High}}$  Zweige an  $U_{\text{ZK}+}$  und  $(N - n_{\text{High}})$  Zweige an  $U_{\text{ZK}-}$  angeschlossen hat. Die

resultierende Ausgangsspannung zum negativen Zwischenkreispotential  $u_{x,ZK-}$ ,  $x \in [U, V, W]$  ergibt sich durch

$$u_{x,ZK-} = \frac{n_{\text{High}}}{N} \cdot U_{ZK} \quad (4.39)$$

Damit Regelung und Modulation auf gleicher Zeitbasis stattfinden, ist die Regelfrequenz auf 10 kHz angehoben. Der Dreieckszähler hat eine Wiederholrate von 20 kHz. Die Modulation wird dadurch zweimal mit demselben Sollspannungswert durchgeführt. Im Vergleich mit der DBS ergeben sich am Ausgang

- Sieben Spannungsstufen und 343 mögliche Schaltzustände: Abbildung 4.27
- Eine erhöhte Taktfrequenz von 20 kHz je Halbleiter im Mittel und dadurch effektiv 120 kHz am Ausgang der Schaltung
- Eine zusätzliche Filterung des Ausgangsstroms durch die Streuinduktivität der flusskompensierten Drosseln

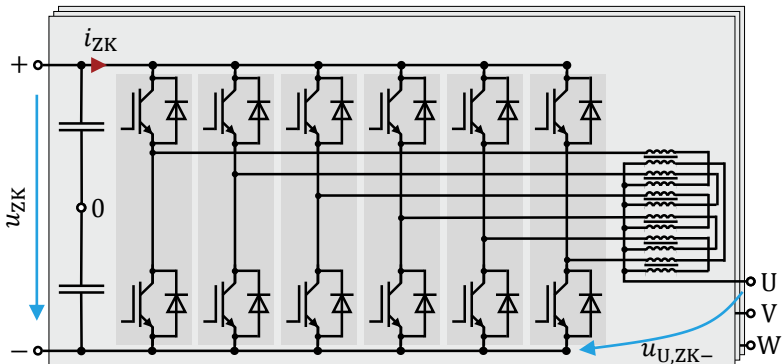


Abbildung 4.26: Ersatzschaltbild einer Phase des Modulare Multiphasen Multilevelumrichters, [167]

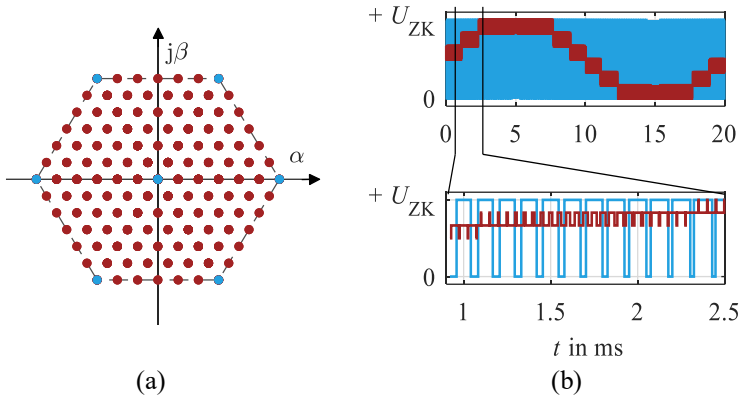


Abbildung 4.27: Realisierbare Schaltzustände und beispielhafter Ausgangsspannungszeitverlauf  $u_{U,ZK-}$  für MMPMC (rot) und DBS (blau)

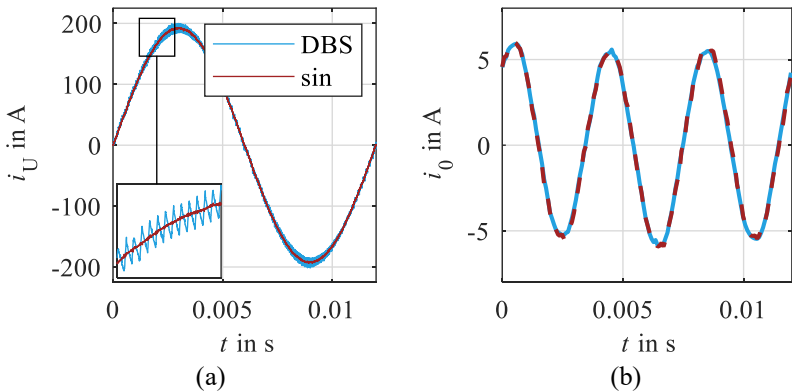


Abbildung 4.28: Strangstrom und Nullstrom für  $(i_d, i_q) = (-22, -108)$  A,  $n = 500$  1/min bei Speisung mit Drehstrombrücke (blau) und sinusförmiger Speisung (rot)

Der Ausgang des MMPMC stellt dadurch, im Vergleich zur DBS, eine sinusförmigere Spannungsform bereit und harmonische Anteile im Strom werden reduziert: Abbildung 4.28(a). Die Abkürzungen *sin* für die in Bezug

auf den Strom gut sinusförmige Speisung durch den MMPMC und *DBS* für die Speisung mit der Drehstrombrücke werden im Folgenden genutzt. Im Frequenzspektrum des Strangstromes sind im Vergleich zur Speisung mit einer Drehstrombrücke reduzierte Anteile ab der Regelfrequenz ersichtlich: Abbildung 4.29. Genauere Informationen zur Funktionsweise der Schaltung können der Dissertation von Alexander Schmitt [167] entnommen werden, in der diese als Power Hardware-in-the-Loop Emulator [E8], [E9] eingesetzt ist.

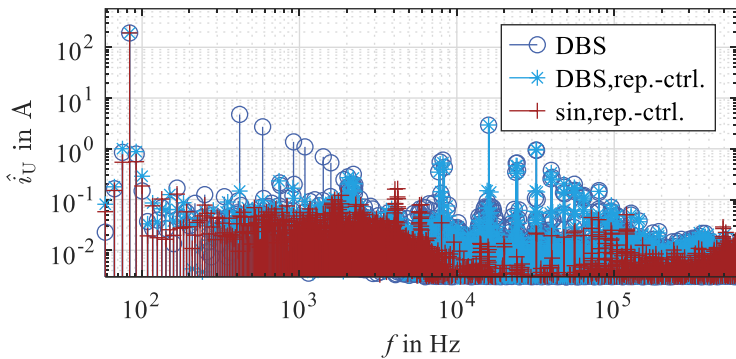


Abbildung 4.29: Vergleich des Regelverhaltens bei  $(i_d, i_q) = (-22, -108)$  A,  $n = 500$  1/min bei Speisung mit DBS ohne winkelabhängigen I-Anteil (Bezeichnung DBS), mit DBS und winkelabhängigen I-Anteil (Bezeichnung DBS,rep.-ctrl.) und sinusförmiger Speisung mit winkelabhängigen I-Anteil (Bezeichnung sin,rep.-ctrl.).

Der Arbeitspunkt der Maschine kann mit DBS und MMPMC gut wiederholbar eingestellt werden: In Abbildung 4.28(b) sind die jeweils gemessenen Nullströme für einen beispielhaften Arbeitspunkt übereinandergelegt. Beide liegen nahezu ideal aufeinander. Ein Stromrippel ist in beiden Stromverläufen nicht zu erkennen, da der Nullstrom durch die Asymmetrien innerhalb der Maschine hervorgerufen wird. Eine Beeinflussung des Nullstroms durch die Modulation der an den Klemmen angelegten Spannung ist nicht möglich. Bei im Dreieck geschalteten Lasten kann kein auf

die Strangströme wirksames Spannungsnullsystem eingestellt werden. Auf den Nullstrom kann lediglich durch Ändern des Arbeitspunktes in der dq-Ebene eingewirkt werden.

### **Messtechnik**

Neben der im Prüfstand integrierten Messtechnik, die zur Regelung der einzelnen leistungselektronischen Stellglieder notwendig ist, werden im Rahmen der hier vorgestellten Untersuchungen alle Messgrößen mit dem Leistungsmessgerät *LMG 670* der Firma *Zimmer* erfasst. Hierbei handelt es sich um die Außenleiterspannungen  $u_{UV}, u_{VW}$  &  $u_{WU}$ , die Zuleitungsströme  $i_U, i_V$  &  $i_W$ , den Nullstrom  $i_0$  der Prüflingsmaschine, sowie das Drehmoment  $M$  und die Drehzahl  $n$  der Welle.

Die internen Spannungsmesskanäle des Leistungsmessgerätes, Strommesszangen *3275* der Firma *Hioki* für die Messung der Zuleitungsströme und eine Strommesszange *A6303* mit Messverstärker *AM503B* der Firma *Tektronix* für die Messung des Nullstroms, sowie ein Drehmomentmessflansch der Firma *HBM* vom Typ *T10F* und ein Inkrementalgeber *ROD 436* der Firma *Heidenhain* mit Vierfachauswertung werden verwendet. Die Messgenauigkeiten der einzelnen Messgeräte, sowie die des entsprechenden Messkanals des Leistungsmessgeräts sind in Tabelle 4.4 aufgeführt.

Das Leistungsmessgerät wird mit der maximalen Abtastrate von 1,212 MSps betrieben. In Verbindung mit einer *LabVIEW*-Messroutine wird die Messung einer kompletten mechanischen Periode der Größen durch den Modulator des Signalverarbeitungssystems getriggert, aufgezeichnet und in einem nachgelagerten Prozess ausgewertet. Damit wird auch der Einfluss hochfrequenter Anregungen in den Signalen bewertet. Die ein- und ausgehenden Wirkleistungen in der elektrischen und mechanischen Domäne werden, entsprechend den bekannten Gleichungen aus Kapitel 2.1.3, ermittelt. Die Messung des Nullstroms ermöglicht hierbei die Rekonstruktion der Strangströme der im Dreieck geschalteten Maschine: (4.40) - (4.42) und Abbildung 4.30.

$$i_{UV}(t) = \frac{1}{3} \cdot (i_U(t) - i_V(t)) + i_0(t) \quad (4.40)$$

$$i_{VW}(t) = \frac{1}{3} \cdot (i_V(t) - i_W(t)) + i_0(t) \quad (4.41)$$

$$i_{WU}(t) = \frac{1}{3} \cdot (i_W(t) - i_U(t)) + i_0(t) \quad (4.42)$$

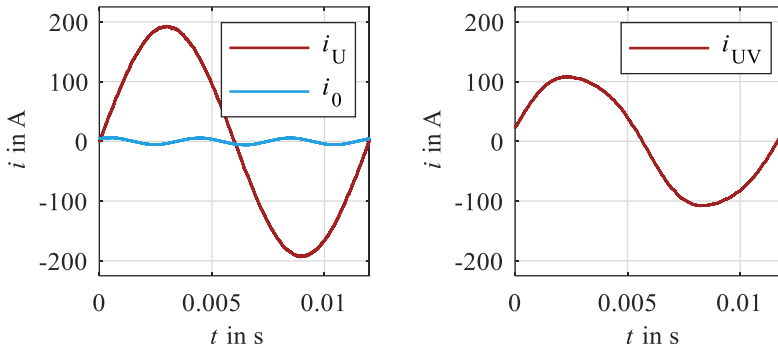


Abbildung 4.30: Leiterstrom  $i_U$ , Nullstrom  $i_0$  und Strangstrom  $i_{UV}$  bei  $(i_d, i_q) = (-22, -108)$  A,  $n = 500$  1/min

Zur Bewertung der Messergebnisse sind die Messunsicherheiten der ermittelten Größen, ebenso wie bereits in Kapitel 4.2 und 4.3 erwähnt, anhand des Leitfadens zur Angabe der Unsicherheit beim Messen „*Guide to the expression of uncertainty in measurement*“ (GUM) ermittelt worden [168–170]. Für die einzelnen Messgeräte wird hierfür eine Typ B Klassifizierung anhand der Werte in Tabelle 4.4 verwendet. Das GUM-Konzept bietet ein einheitliches Verfahren zur Dokumentation von Messunsicherheiten. Das Messergebnis kann vergleichbar und transparent bewertet werden und wird dadurch objektiver, [171].

Tabelle 4.4: Messgenauigkeiten der einzelnen Messgeräte und des Leistungsmessgerätes bei einem Messwert  $x$   
 \*: Werte nach Kalibrierung der Messmittel

	Bandbreite Messgerät	Mess- unsicherheit Messgerät	Messbereichs- endwert LMG $x_{\text{end}}$	Mess- unsicherheit LMG in %
Außerleiter- spannung	-	-	130 V	$0,015 \cdot x$ $+ 0,03 \cdot x_{\text{end}}$
Zuleitungs- ströme	2 MHz	0,5 % vom Messbereich *	400 A	$0,015 \cdot x$ $+ 0,03 \cdot x_{\text{end}}$
Nullstrom	12 MHz	3 % vom Messwert	100 A	$0,015 \cdot x$ $+ 0,03 \cdot x_{\text{end}}$
Drehmoment	1 kHz	0,01 % vom Messbereich *	-	-
Drehzahl	-	0,1 % $T_{\text{Per}}$	-	$0,005 \cdot x$

Die Eingangsgrößen  $x_i$  der Leistungsberechnung werden nach [168: S.21, Abschnitt 5.2.1] als unkorrelierte Zufallsvariablen angenommen. Die Messunsicherheiten  $u_c$  der berechneten Verlustanteile  $p$  werden daher mit folgender Beschreibungsvorschrift berechnet:

$$u_c(p) = \sqrt{\sum_{i=1}^N \left( \frac{\partial f(x_i)}{\partial x_i} \right)^2 \cdot u_c^2(x_i)} \quad (4.43)$$

Die Berechnungsvorschriften der einzelnen Verlustterme sind in Anhang D dokumentiert und die ermittelten Messunsicherheiten für die betrachteten Drehzahlen sind in Anhang E über  $i_d$  und  $i_q$ , sowie  $M$  und  $n$  dargestellt.

## 4.5 Kombination der Methoden

Die einzelnen Methoden zur Verlustcharakterisierung können wie in Tabelle 4.5 bewertet werden. Die gesichteten Berechnungsansätze der mechanischen Verluste beruhen auf stark schwankenden Daten heuristischer Ansätze und sind daher unsicher. Eine Messung im Auslaufversuch hingegen ist einfach und genau durchführbar und dementsprechend der Berechnungsvariante vorzuziehen. Die Messung kann jedoch durch Vibrationen am Prüfstand beeinträchtigt werden. Kupferverluste können in der Messung gut und genau bestimmt werden, ebenso der Einfluss der Harmonischen. Der Einfluss der Stromverdrängung ist beim aufgebauten Prüfling aber nicht abtrennbar. In der FE-Rechnung ist dies jedoch direkt gegeben und, wie in Kapitel 4.2 gezeigt, plausibel. Daher ist eine Verrechnung der Ergebnisse zur Stromverdrängung aus der FE mit den Messergebnissen der Kupferverluste wie in (4.32) und (4.33) empfohlen.

Bei den Verlusten im Magnetkreis ergibt sich ein komplexeres Bild. Zu allererst muss festgehalten werden, dass durch die Messung nur die Summe aller Verluste im Magnetkreis bestimmt werden kann (Rotoreisenverluste, Statorisenverluste und Permanentmagnetverluste). Außerdem werden durch die Berechnungsvorschrift alle Messunsicherheiten der Messgeräte mehrmals miteinander in Verbindung gebracht und  $P_{V,\text{mag}}$  ist die gemessene Größe mit der größten Messunsicherheit. Durch Vergleich der sinusförmigen Speisung und der Speisung mit der DBS sind jedoch umrichterbedingte Verlustanteile messtechnisch einfach abtrennbar. Die FE-Berechnung der Verluste wird im Rahmen dieser Arbeit lediglich mit sinusförmigen Strömen durchgeführt. Der Vergleich zur sinusförmigen Speisung der Maschine ist damit möglich. Durch die Parametersätze  $\vec{k}_{R,\text{ERM}}$ ,  $\vec{k}_{S,\text{ERM}}$  und  $\vec{k}_{S,\text{EZM}}$  können die fertigungsbedingten Zusatzverluste im Stator bestimmt werden. Der Vergleich der ermittelten Magnetkreisverluste aus Simulation  $\bar{P}_{V,\text{mag}}$  und Messung  $\bar{P}_{V,\text{mag}}$  wird in Kapitel 6 verwendet, um die Unsicherheit der jeweiligen Modellierungen zu benennen und deren Mehrwert zu beziffern.



Tabelle 4.5: Bewertung der Berechnungs- und Messmethoden zur Verlustcharakterisierung

	Berechnung	Messung
$P_{V,\text{mech}}$	-	+
$P_{V,\text{Cu}}$	+	+
$P_{V,\text{mag}}$	o	o



# 5 Ergebnisse

Im Entwurfsprozess wird eine Maschine in der Regel durch eine numerische Feldberechnung auf Basis der Zielgeometrie charakterisiert. Das tatsächliche Verhalten der aufgebauten Maschine wird über Prüfstandsmessungen verifiziert. In diesem Kapitel werden zunächst die Ergebnisse der numerischen Feldberechnung vorgestellt. Im Anschluss werden die Ergebnisse der messtechnischen Ermittlung präsentiert. Eine nähere Analyse des Umrichtereinflusses auf die Verluste wird durchgeführt. Abschließend werden die Ergebnisse und Abweichungen zwischen numerischem und messtechnischem Ansatz in Kapitel 6 diskutiert.

## 5.1 Numerische Feldberechnung

Die berechneten Verlustkennwerte der Stromverdrängung in der Maschine sind für negativen d-Strom und zwei Drehzahlen in Abbildung 5.1 dargestellt. In der oberen Reihe sind die DC-Verluste ohne (links) und mit Berücksichtigung des Wickelkopfanteils (rechts) dargestellt. In der mittleren Reihe sind die Verluste  $\tilde{P}_{V,Cu,cde}$  durch Stromverdrängung und in der unteren Reihe der Faktor  $\tilde{k}_{cde}$  bei 500 1/min (83 Hz) und 6000 1/min (1000 Hz) dargestellt. Mit roten Sternen markiert sind die Punkte maximalen Moments (☆) und maximalen Moments bei maximaler Drehzahl (\*). Die Verluste

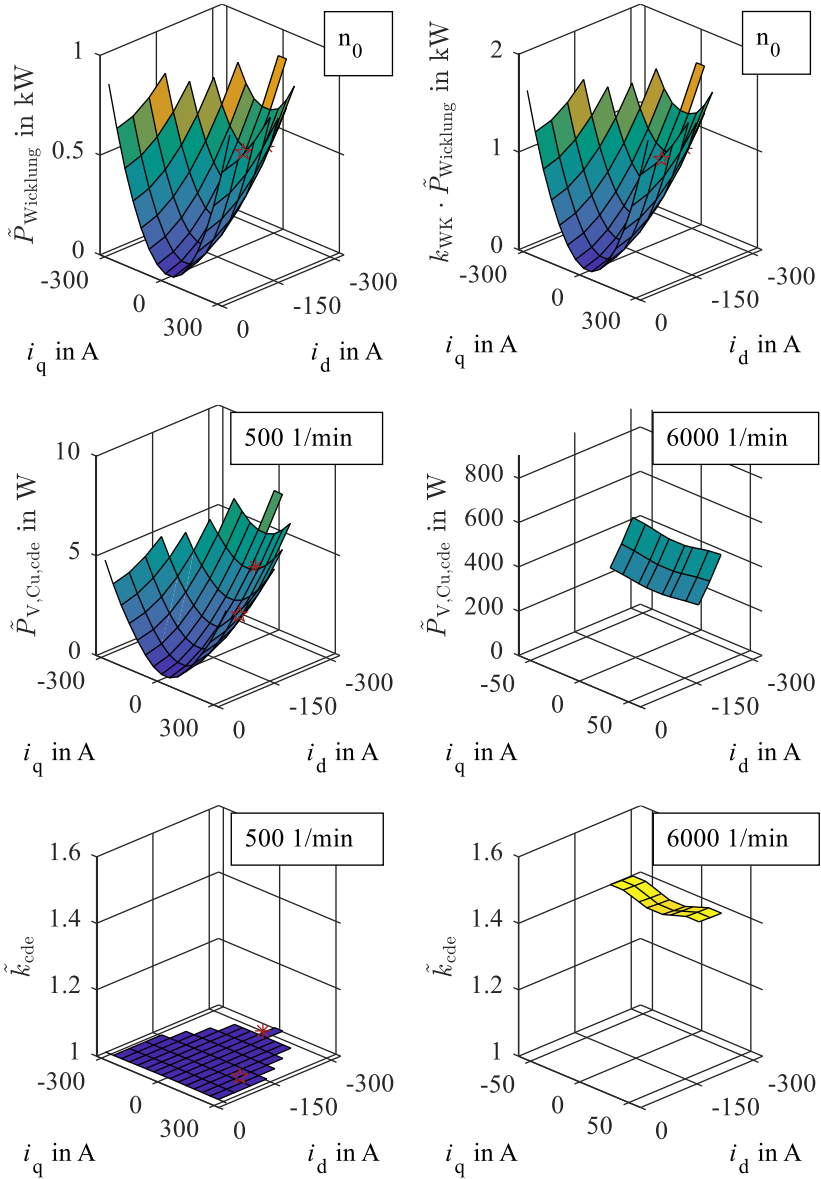


Abbildung 5.1: berechnete Verlustkennwerte der Stromverdrängung

$\tilde{P}_{V,Cu,cde}$  sind bei kleinen Drehzahlen gering, nehmen aber um bis 470 W bei 6000 1/min zu. Dies entspricht einer Steigerung der Gesamtkupferverluste um bis zu 45 % mit der Drehzahl. Die ermittelte Zunahme der Kupferverluste in Form des Faktors  $\tilde{k}_{cde}$  wird in Kapitel 5.3 dazu verwendet, aus den messbaren Kupferverlusten nach (4.32) die Gesamtkupferverluste  $\tilde{P}_{V,Cu}$  zu bestimmen. Im Vergleich zu den in Kapitel 4.2 ermittelten Werten ist  $\tilde{k}_{cde}$  kleiner. Dies ist darin begründet, dass zur messtechnischen Validierung der Stromverdrängungseffekte ein anderes Statorsegment verwendet wurde, als das im Motor verbaute. Das vermessene Segment hat eine aktive Länge von 76 mm, eine höhere Windungszahl und wurde aus einem anderen Motor mit demselben Statorschnitt entnommen. Dadurch konnten die messbaren Verluste und somit die Messgenauigkeit erhöht werden. Die Aussagen sind ohne Einschränkung auch auf das im betrachteten Motor verbaute Segment beziehbar.

In Abbildung 5.2 ist der Effektivwert des berechneten Nullstroms über Strom und Drehzahl dargestellt. Dieser kann insbesondere bei starker Feldschwächung Werte von bis zu 20A annehmen. Die Ergebnisse der Berechnung der Eisenverluste sind in Abbildung 5.3 dargestellt, links mit den Parametern aus der Epstein-Rahmen-Messung, rechts mit den Parametern der Einzelzahnmessung. Die gestiegenen Verluste durch den Fertigungseinfluss

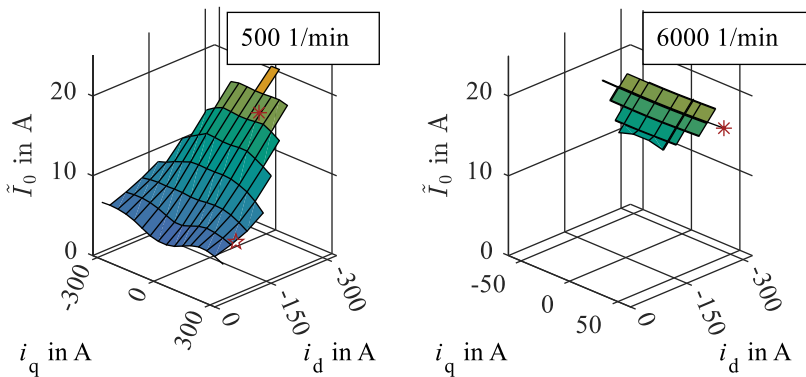


Abbildung 5.2: berechnete Nullströme

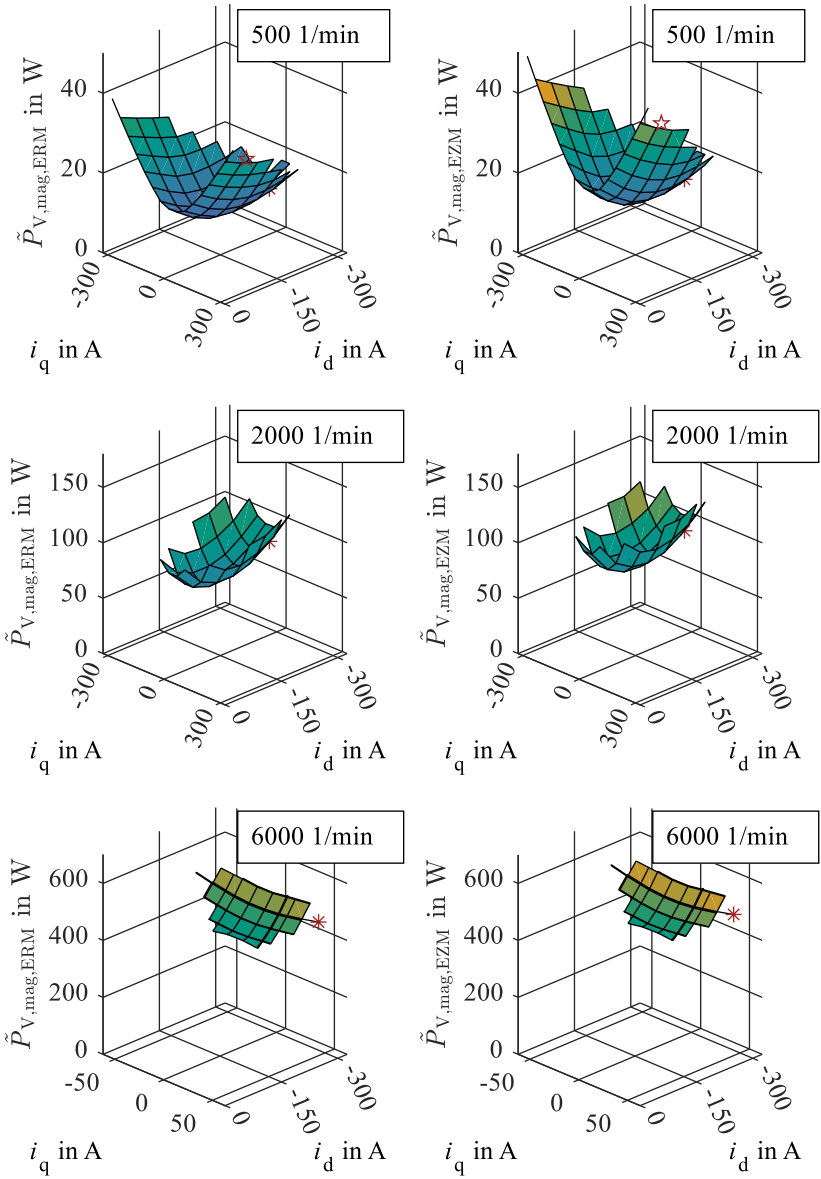


Abbildung 5.3: berechnete Verluste im Magnetkreis, links ERM, rechts EZM

sind vorrangig bei niederen Frequenzen zu erkennen, da lediglich der Parameter der Hystereseverluste angepasst wurde.

## 5.2 Maschinenverluste im Leerlauf

Abbildung 5.4 zeigt die nach Kapitel 4.4.1 ermittelten Reibmomente (a), Einzelverlustanteile (b) und die Auftrennung der mechanischen Reibungsverluste (c). Während Kupfer- und Eisenverluste stromabhängig sind und die abgebildeten Verläufe somit nur für den Leerlauffall gültig sind, wird nicht von einer belastungsabhängigen Änderung der mechanischen Reibungsverluste ausgegangen.

Aus (a) geht hervor, dass die Leerlaufreibung der Lastmaschine  $M_{LL,LAM}$  deutlich geringere Werte als die des Prüflings aufweist. Lediglich 0,15 Nm werden dieser bei Maximaldrehzahl zugeschrieben. Der gekoppelte Maschinensatz mit dem Prüfling und dem nichtmagnetisierten Rotor weist ein Reibmoment  $M_{LL,nichtmag}$  von bis zu 1,09 Nm auf. Dies ist vor allem auf die einseitige Lagerung des Prüflings zurückzuführen, die insbesondere ab 4000 1/min zu akustisch wahrnehmbaren Vibrationen am Antrieb geführt hat. Dadurch lässt sich auch der überproportionale Anstieg ab 4000 1/min erklären. Mit magnetisiertem Rotor steigt das Reibmoment  $M_{LL,offen}$  bis auf 2,07 Nm. Ein Unterschied zwischen offenen und geschlossenen Klemmen ist nicht ermittelbar, da die Zusatzverluste durch die Dreiecksschaltung gering sind:  $M_{LL}$  und  $M_{LL,offen}$ .

Die ermittelten Einzelverlustanteile in (b) sind folgendermaßen dargestellt: Die durchgezogenen Linien sind das Ergebnis der Verrechnung der Rohdaten der Messung. Die bereits weiter oben erwähnten Vibrationen im Aufbau, die sich insbesondere ab 4000 1/min bemerkbar machen, sind deutlich zu erkennen. Unter Verwendung der bekannten Drehzahl- bzw. Frequenzabhängigkeiten der Leerlaufverlustanteile (3.1), (3.2) und (3.13) sind die gestrichelten Fittingresultate per Least-Squares-Verfahren ermittelt [172: S.30f.]:

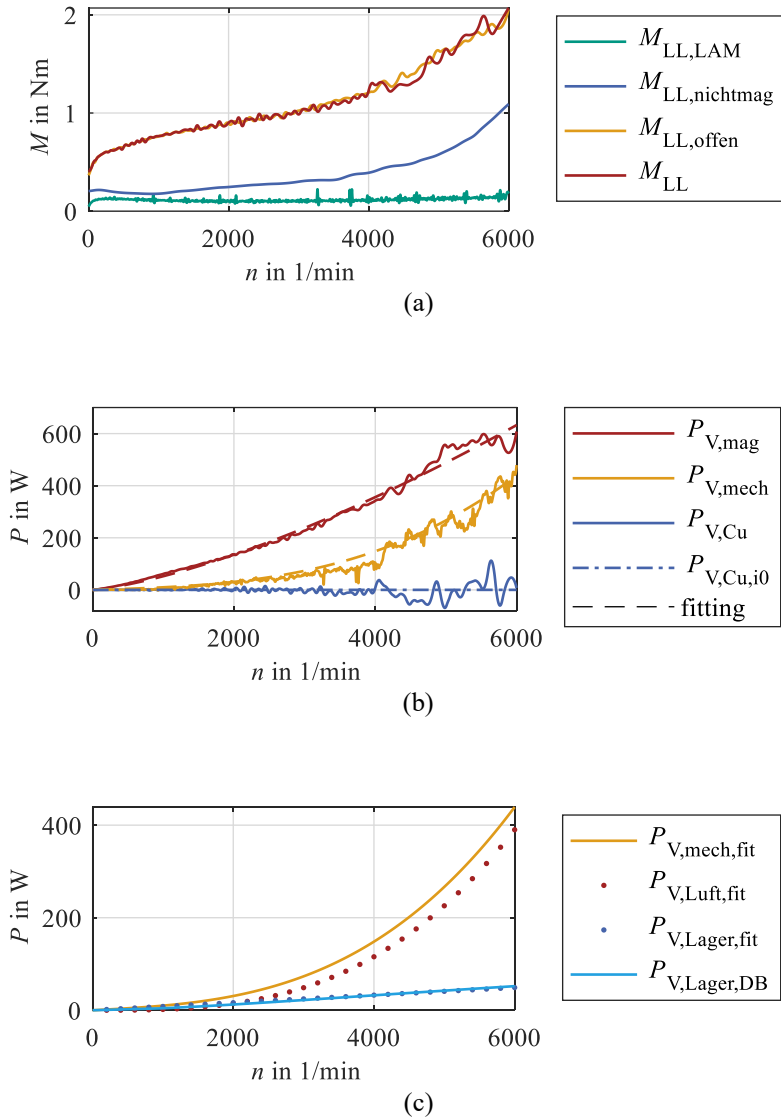


Abbildung 5.4: Reibmomente und Verlustanteile im Leerlauf



$$P_{V,\text{mag}} = a \cdot n + b \cdot n^2 + c \cdot n^{1,5} \quad (5.1)$$

$$P_{V,\text{mech}} = d \cdot n + e \cdot n^3 \quad (5.2)$$

Die gestrichpunkteten Kupferverluste sind aus dem gemessenen Zeitverlauf von  $i_0$  während des Auslaufversuchs berechnet und bei 6000 1/min 0,1 W groß. Die Amplitude des Nullstroms bei 6000 1/min beträgt im Leerlauf 3 A.

Die gefitteten mechanischen Reibverluste  $P_{V,\text{mech,fit}}$  sind mit den Datenblattwerten  $P_{V,\text{Lager,DB}}$  der Lager in Luft- und Lagerreibungsverluste aufgetrennt (c). Die Zusatzverluste durch Vibrationen werden dadurch komplett den Luftreibungsverlusten zugeschrieben.

## 5.3 Gesamtmaschinenvermessung

Die Verlustcharakterisierung am Maschinenprüfstand wird bei fester Drehzahl durchgeführt. Die gewünschten Arbeitspunkte der Maschine werden in Form von  $(i_d, i_q)$ -Strompaaren eingestellt. Eine Messroutine ermöglicht einen wiederholbaren und thermisch stabilen Ablauf. Anhand der vorgestellten Berechnungsvorschriften wird auf die einzelnen Verlustanteile geschlossen. Ergebnisse sind in Form von dreidimensionalen Abbildungen in 5.3.1 veranschaulicht. 5.3.2 gibt eine detaillierte Betrachtung des Einflusses der Umrichterspeisung. In Anhang C ist das Messprotokoll aufgeführt.

### 5.3.1 Verluste unter Last

Auf Basis der in 4.4.1 eingeführten Berechnungen werden die Verluste in allen Arbeitspunkten bestimmt. Gesamtverlustleistung und Kupferverluste sind in Abbildung 5.5 für 500, 2000 und 6000 1/min dargestellt. Deutlich zu erkennen ist die quadratische Abhängigkeit der Kupferverluste vom Strom. Die Kupferverluste sind der dominante Verlustanteil. Bei  $i_d = -249$  A,  $i_q = 63$  A (\*) und 500 1/min entsprechen diese 88 % der Gesamtverluste, bei 2000 1/min 80 % und bei 6000 1/min 72 %.

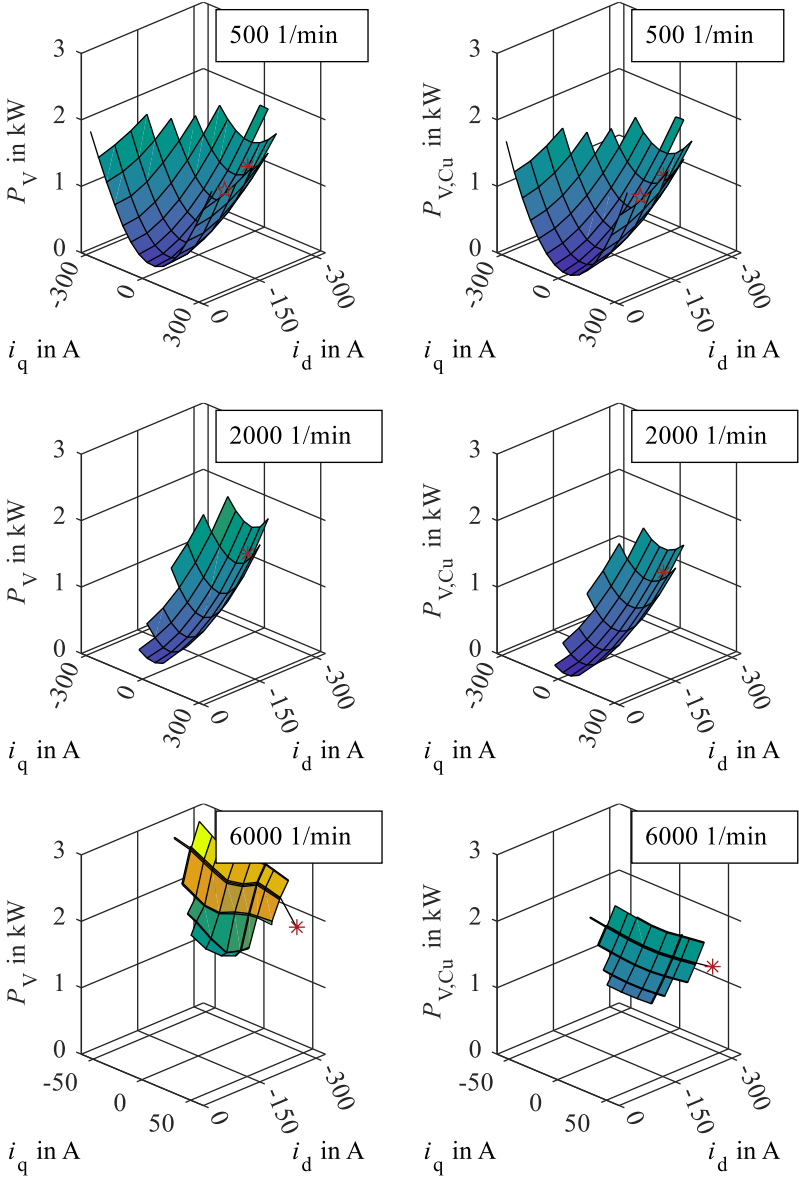


Abbildung 5.5: Gesamtverluste und Kupferverluste des Prüflings

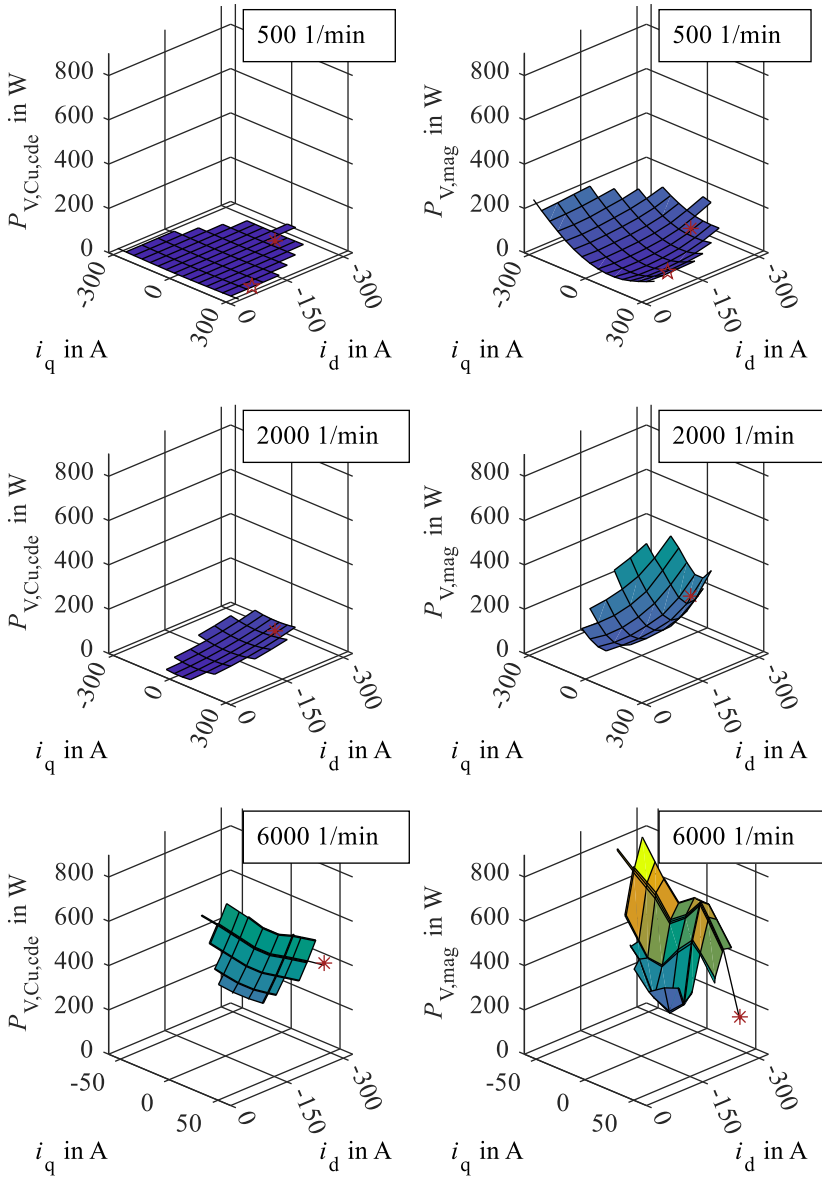


Abbildung 5.6: Stromverdrängungsverluste und Verluste im Magnetkreis

Der Anteil  $P_{V,Cu,cde}$  der Kupferverluste durch Stromverdrängung ist in Abbildung 5.6 links dargestellt. Bei kleinen Drehzahlen beziehungsweise Frequenzen sind diese gering, nehmen jedoch mit steigender Drehzahl zu. Durch höhere elektrische Frequenzen steigt die durch das Nutstreufeld im einzelnen Leiter einer Spulenseite induzierte Spannung und ruft größere, zirkulierende Kreisströme in dem in der Nut liegenden Teil der Wicklung hervor. Bei 6000 1/min werden dadurch bis zu 518 W zusätzliche Verluste im Kupfer verursacht. Die Verluste nehmen mit steigender Stromamplitude in d- wie auch in q-Richtung zu. Abweichungen zu den in Kapitel 5.1 genannten Werten aus der FE-Rechnung entstehen vor allem durch den Einfluss der Wicklungstemperatur.

Die Verluste im Magnetkreis werden berechnet wie in (4.34) definiert. Diese ergeben bei 500 1/min bis zu 225 W. Ähnlich den Stromverdrängungsverlusten nimmt  $P_{V,mag}$  mit steigender Drehzahl zu. Bis zu 820 W bei 6000 1/min gehen im magnetischen Kreis in Wärme über. Außerdem steigen die Verluste im Magnetkreis mit zunehmendem negativem d-Strom. Dieser bewirkt zwar in der Statorwicklung eine Reduktion der Flussverkettung und damit der induzierten Spannung, für die ganze Maschine betrachtet nehmen die Flussanteile und somit die Verluste jedoch zu. Selbiges wird in [173] beschrieben. Außerdem führen Harmonische in Strom zu größeren Verlustanteilen bei steigenden Drehzahlen.

Der Effektivwert des Nullstroms  $I_0$  und die daraus resultierenden Verluste  $P_{V,Cu,i_0}$  sind in Abbildung 5.7 dargestellt. Durch den steigenden Anteil an Harmonischen im Luftspaltfeld im Bereich der Feldschwächung nehmen auch die Anteile der dritten Harmonischen zu. Der Nullstrom nimmt dadurch mit steigendem negativem d-Strom stärker als mit steigendem q-Strom zu. Vergleichbare Ergebnisse werden in [56: S.128] beschrieben. Aufgrund der quadratischen Beziehung zwischen  $I_0$  und  $P_{V,Cu,i_0}$  weisen die Verluste eine vergleichbare Charakteristik auf. Auch mit der Drehzahl ist eine Zunahme zu beobachten: im Punkt maximalen Moments bei maximaler Drehzahl (\*) nimmt der Effektivwert von 500 1/min bis 6000 1/min von 11,43 A auf 13,66 A zu.

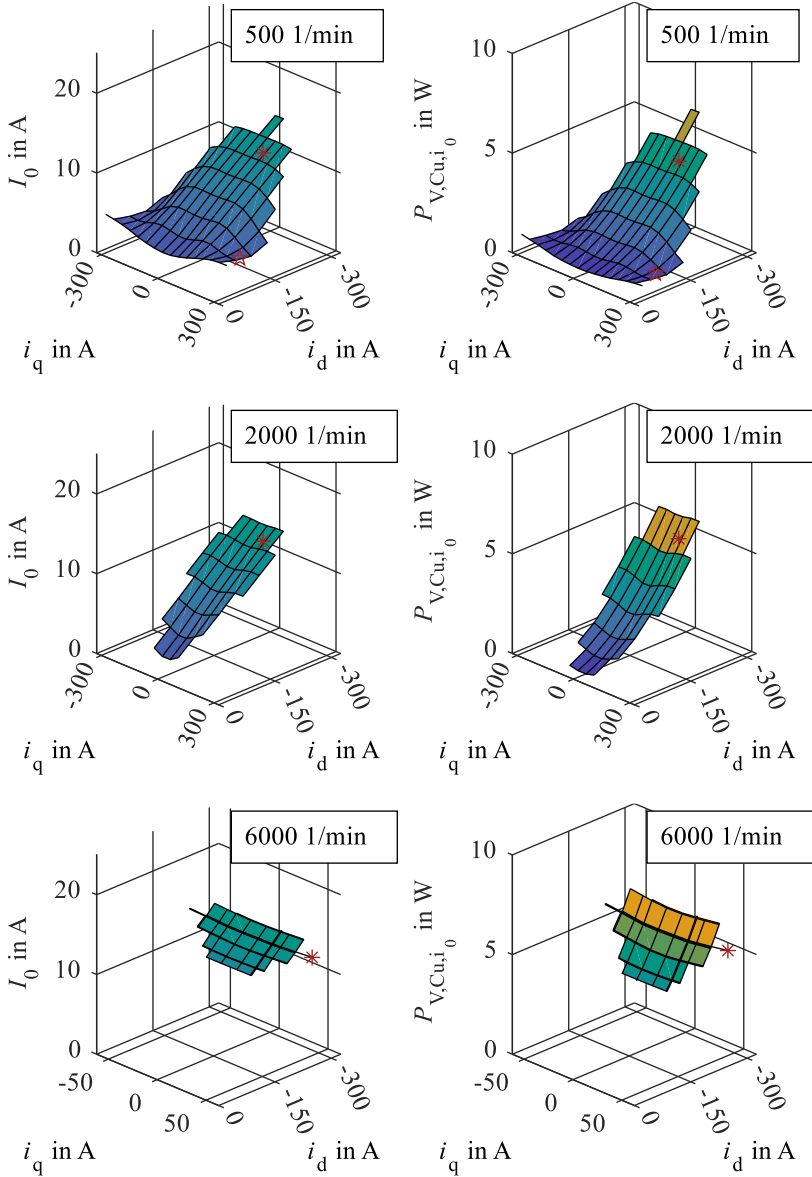


Abbildung 5.7: Nullstromeffektivwert und Kupferverluste durch Nullstrom

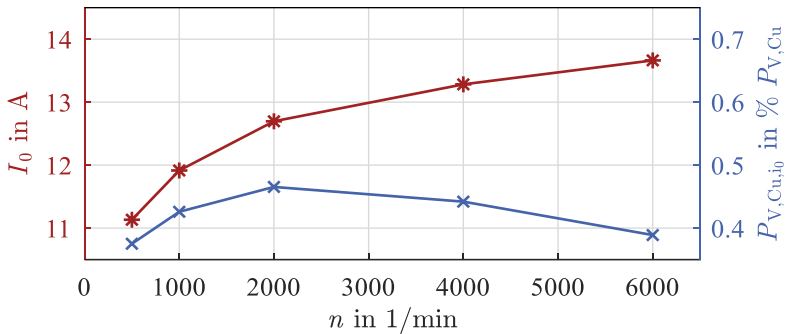


Abbildung 5.8: Nullstromeffektivwert und Anteil der Nullstromverluste an den Kupferverlusten für  $(i_d, i_q) = (-249, 65)$  A

Der Anteil an den gesamten Kupferverlusten ist gering. Zwischen 0,3 % und 0,5 % werden durch den Nullstrom verursacht, siehe dazu auch Abbildung 5.8. Im Vergleich zu den berechneten Nullströmen sind die gemessenen stets um ca. 30 - 50 % geringer, was der simulativ nicht betrachteten Wickelkopfinduktivität zuzuschreiben ist.

### 5.3.2 Einfluss der Harmonischen durch Umrichterspeisung

Die Bewertung des Umrichtereinflusses wird durch Anwendung der Fourier-Transformation und Verwendung der Messergebnisse bei sinusförmiger Speisung durchgeführt.

Zur Berechnung der frequenzspezifischen Leistungsanteile, werden Strom und Spannung im Frequenzbereich betrachtet. Über die Multiplikation der einzelnen, gleichfrequenten Anteile wird jeder Wirkleistungsanteil  $\nu P$  einer spezifischen Frequenz  $\nu f = \nu \cdot f_1$  zugeordnet. Die Summe über alle Frequenzen hinweg entspricht der Gesamtwirkleistung  $P$ :

$${}^{\nu}P = {}^{\nu}U \cdot {}^{\nu}I \cdot \cos({}^{\nu}\varphi) \quad (5.3)$$

$$P = \sum_{\nu=1}^{\infty} {}^{\nu}U \cdot {}^{\nu}I \cdot \cos({}^{\nu}\varphi), \quad (5.4)$$

$\nu$  ist nach oben begrenzt durch die Abtastfrequenz der Messgeräte. Durch die Verwendung eines *repetitive control* Reglers sind niederfrequente Harmonische im Strom nahezu vollständig unterdrückt und Leistungen in diesem Frequenzbereich vernachlässigbar, [66]. Messbare Leistungsanteile treten dagegen bei den Vielfachen der Taktfrequenz auf: Abbildung 5.10(d) in rot.

$\Sigma^{\nu}P$  beschreibt die Differenz aus Gesamtwirkleistung und dem Wirkleistungsanteil der Grundfrequenz und ist somit ein Maß für den Wirkleistungsanteil der Harmonischen, bzw. durch die Umrichterspeisung:

$$\Sigma^{\nu}P = P - {}^1P = \sum_{\nu=2}^{\infty} {}^{\nu}U \cdot {}^{\nu}I \cdot \cos({}^{\nu}\varphi) \quad (5.5)$$

Auf mechanischer Seite können die messbaren Anregungen maximal bis 1000 Hz bewertet werden, eine Aussage über den Oberschwingungsgehalt der mechanischen Leistung und den davon abgeleiteten Größen  $P_V$  und  $P_{V,\text{mag}}$  ist daher nur eingeschränkt möglich.

Die elektrischen Größen können mit einer entsprechend hohen Abtastfrequenz erfasst werden:

$$\Sigma^{\nu}P_{\text{el}} = P_{\text{el}} - {}^1P_{\text{el}} \quad (5.6)$$

$$\Sigma^{\nu}P_{V,\text{Cu}} = P_{V,\text{Cu}} - {}^1P_{V,\text{Cu}} \quad (5.7)$$

In der aufsummierten elektrischen Leistung der einzelnen Harmonischen  $\Sigma^{\nu}P_{\text{el}}$  ist der Anteil der dritten deutlich geringer als in den Kupferverlusten  $\Sigma^{\nu}P_{V,\text{Cu}}$ . Daraus lässt sich schlussfolgern, dass der Nullstrom aus der mechanischen Leistung gespeist wird. Um die umrichterbedingten

Leistungsanteile bewerten zu können, müssen die Kupferverluste gegenüber (5.7) um die dritte Harmonische korrigiert werden:

$$\Sigma^v P'_{V,Cu} = P_{V,Cu} - {}^1P_{V,Cu} - {}^3P_{V,Cu} \quad (5.8)$$

Abbildung 5.9 zeigt links, dass die harmonischen Anteile der elektrischen Leistung  $\Sigma^v P_{el}$  bei Speisung mit DBS (schwarze Gitterlinien) zwischen 0 und 40 W betragen. Der Anteil  $\Sigma^v P'_{V,Cu}$  der davon im Kupfer umgesetzt wird ist auf der rechten Seite der Abbildung dargestellt und geringer: Lediglich bei hohen Drehzahlen treten messbare Anteile auf, da hier die Taktfrequenz im Bereich der elektrischen Grundfrequenz ist. Darunter leidet die Reglerperformance. Die harmonischen Verlustanteile nehmen dementsprechend mit der Drehzahl zu und sind vorrangig durch nicht mehr ausregelbare Harmonische der Grundwelle der Maschinenströme zu erklären. Dominant ist der Anteil der Dritten (vergleiche Abbildung 5.7, rechts und Abbildung 5.9, rechts), um den Abbildung 5.9 jedoch bereinigt ist: (5.8). Relativ betrachtet ist der Anteil der umrichterbedingten Kupferverluste  $\Sigma^v P'_{V,Cu}$  stets deutlich unter 0,3 % der Gesamtkupferverluste  $P_{V,Cu}$ .

Die Ergebnisse der sinusförmigen Speisung sind in denselben Abbildungen mit grauen Gitterlinien dargestellt. Die ermittelten harmonischen Anteile der elektrischen Leistung  $\Sigma^v P_{el}$  erreichen zwischen 0 W und 2 W, bei 6000 1/min bis zu 5 W und werden ebenfalls durch nicht ausregelbare Anteile der Harmonischen der Grundwelle der Maschinenströme hervorgerufen. Die Reduktion der Leistungsanteile gegenüber der Zweilevelspeisung ist überwiegend auf taktfrequente Anteile zurückzuführen: In Abbildung 5.10(d) sind die Frequenzanteile der elektrischen Leistung für den beispielhaft betrachteten Arbeitspunkt  $i_d = -65 \text{ A}$ ,  $i_q = -237 \text{ A}$ ,  $n = 500 \text{ 1/min}$  und beide Speisungsvarianten dargestellt. Insbesondere im Bereich der taktfrequenten Anteile ist eine deutliche Reduktion der Anteile erkennbar. Bei der sinusförmigen Speisung sind alle Leistungsanteile, außer dem der Grundwelle, im betrachteten Arbeitspunkt kleiner als 0,2 W.



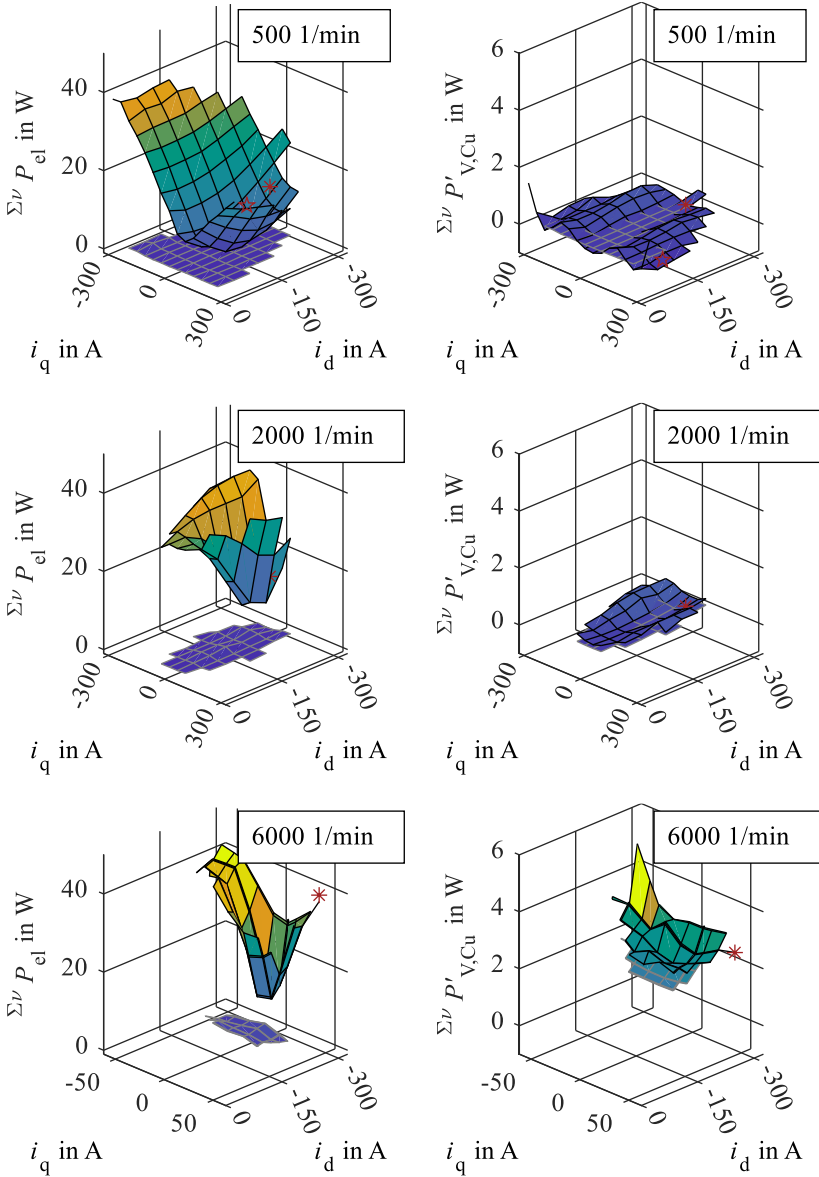


Abbildung 5.9: Harmonischer Anteil elektrischer Leistung und Kupferverluste

Die Abbildungen zeigen, dass die sinusförmige Speisung den Eintrag Harmonischer deutlich reduziert. Außerdem ist zu erkennen, dass sich zwar die elektrische Eingangsleistung unterscheidet, dieser Unterschied sich jedoch nicht in den Kupferverlusten bemerkbar macht.  $\Sigma^v P_{el}$  ist bei sinusförmiger Speisung deutlich reduziert,  $\Sigma^v P'_{V,Cu}$  weist bei sinusförmiger Speisung vergleichbare Werte auf.

Mit Auswertung von  $P_{V,mag}$  nach (4.34) unter sinusförmiger Speisung ist die Bestimmung der Grundwellenverluste im Magnetkreis möglich: Abbildung 5.10(a)-(c). Eine Einordnung folgt im nächsten Abschnitt.

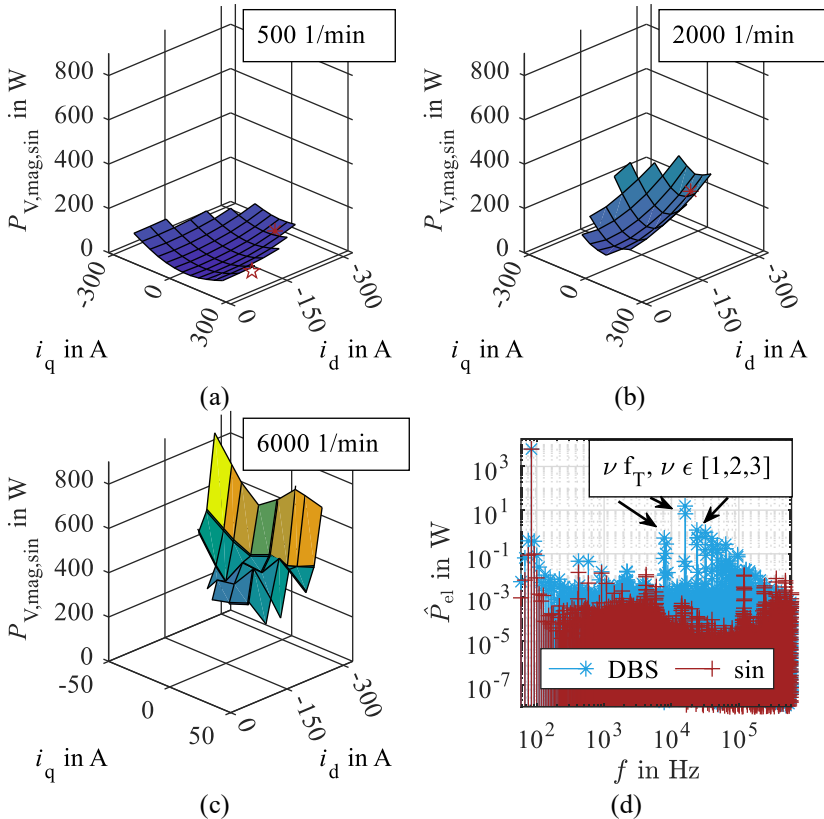


Abbildung 5.10: (a) - (c): Verluste im Magnetkreis bei sinusförmiger Speisung  
 (d): einzelne Frequenzanteile der elektrischen Leistung bei  $i_d = -65$  A,  $i_q = -237$  A und  $n = 500$  1/min



# 6 Diskussion der Ergebnisse

Die ausgeführten Ansätze stellen zwei Möglichkeiten zur Bestimmung der Verluste dar, einen numerischen und einen messtechnischen. Im Falle der Kupferverluste ist eine ausreichend genaue Bestimmung des Wicklungswiderstandes möglich und die Effekte die durch Stromverdrängung hervorgerufen werden, können gut modelliert werden.

Die analytisch berechneten Luftreibungsverluste in Kapitel 3.1 unterscheiden sich stark von den gemessenen in Abbildung 5.4(c). Die gemessenen Luftreibungsverluste sind bis zu achtmal so groß wie die berechneten. Das Messergebnis wurde jedoch durch eine unabhängige zweite Messung desselben Maschinentyps bestätigt und die zugrunde liegende Messunsicherheit liegt im einstelligen Watt-Bereich, vgl. Anhang E. Außerdem beruhen die berechneten Werte, wie in Abschnitt 3.1 dargelegt, auf stark schwankenden, empirisch ermittelten Daten und sind von Einflüssen wie Rotorgeometrie, Lagerung, Temperatur etc. abhängig. Insbesondere durch die einseitige Lagerung des Prüflings, die zu Vibrationen bei hohen Drehzahlen führt, entstehen zusätzliche Luftverwirbelungen und eine Mehrbelastung der Lager die analytisch nicht berücksichtigt wird. Die berechneten Werte werden daher nicht weiterverwendet.

Die größte Unsicherheit betrifft die Verluste im Magnetkreis. Hier weisen die entsprechenden Modelle der Berechnungsansätze die meisten Vereinfachungen auf. Die messtechnische Ermittlung erfolgt durch mehrere Rechenschritte und auftretende Messfehler summieren sich dadurch auf. Auf der anderen Seite ist die möglichst genaue Abschätzung der Verluste im Magnetkreis zentrale Aufgabe des Motorauslegers. Insbesondere bei hohen Frequenzen und Drehzahlen bilden die Eisenverluste einen wichtigen Verlustanteil und die Magnetverluste eine thermische Auslegungsgrenze. Der Vergleich, der um die Einzelzahnmessung erweiterten numerischen Berechnung und der messtechnischen Bestimmung der Verluste, ist in Abbildung 6.1 und Abbildung 6.2 durchgeführt. Hierfür wird im Folgenden die Nomenklatur der einzelnen verglichenen Ansätze definiert. Die Variable  $\Delta P_{V,\text{mag}}$  beschreibt dabei die Abweichung, die zwischen den numerischen und gemessenen Leistungen bestehen bleibt und dadurch die bestehende Unsicherheit. Diese gilt es zu minimieren. Die Abweichung ist für drei ausgewählte Szenarien dargestellt:

- $\Delta P_{V,\text{mag,ERM}} = \bar{P}_{V,\text{mag}} - \tilde{P}_{V,\text{mag,ERM}}$  entspricht dem Vorgehen des Stands der Technik. Die Ergebnisse der FE-Berechnung werden mit Parametern aus einer Epstein-Rahmen-Messung parametrisiert und mit den ermittelten Magnetkreisverlusten der Maschine an der DBS verglichen. Stromverdrängung wurde bei der Ermittlung der gemessenen Magnetkreisverluste  $P_{V,\text{mag}}$  berücksichtigt. Die Abweichung ohne Berücksichtigung der Stromverdrängung ist in Anhang I dargestellt.
- $\Delta P_{V,\text{mag,EZM}} = \bar{P}_{V,\text{mag}} - \tilde{P}_{V,\text{mag,EZM}}$  nutzt die Bertotti-Parameter der Einzelzahnmessung für die Berechnung der Verluste. Dadurch werden zusätzlich die Fertigungseinflüsse im Stator der Maschine bewertet. Eine Reduktion der Abweichung ist zu erwarten. Kapitel 4.3 zeigt, dass mit einer Verlustzunahme um bis zu 57 % durch die Fertigung zu rechnen ist.
- $\Delta P_{V,\text{mag,sin,EZM}} = \bar{P}_{V,\text{mag,sin}} - \tilde{P}_{V,\text{mag,EZM}}$  vergleicht die berechneten Verluste mit den Bertotti-Parametern der Einzelzahnmessung und die

ermittelten Verluste aus der Vermessung der Maschine mit sinusförmiger Speisung. Durch die sinusförmige Speisung werden Stromrippel vermieden und der Stromverlauf entspricht dem der Simulation. Der Einfluss von Harmonischen auf die Verluste in Kupfer, Eisen und Magneten kann dadurch nahezu vermieden werden.

$\Delta P_{V,\text{mag,ERM}}$ ,  $\Delta P_{V,\text{mag,EZM}}$  und  $\Delta P_{V,\text{mag,sin,EZM}}$  sind in Abbildung 6.1 über Drehmoment und Drehzahl im Betriebsbereich der Maschine dargestellt. Hierfür sind die ermittelten Verlustkennwerte aus Kapitel 5.3.1 per MTPA-Verfahren auf die Drehzahl- und Drehmomentstützpunkte abgebildet (graue Punkte) worden. Die Höhenlinien, bzw. Werte zwischen den errechneten Werten sind durch eine Spline-Interpolation ermittelt worden. Die größte Abweichung tritt in allen drei Szenarien im Grunddrehzahlbereich bei negativen Drehmomenten auf. Dies ist auf die asymmetrisch zur q-Achse bestimmten Magnetkreisverluste aus der Messung zurückzuführen. Während im Drehzahlbereich bis 4000 1/min die Verluste durch die Berechnung unterschätzt werden, überschreiten diese den Wert der gemessenen Verluste bei  $n = 6000$  1/min und überschätzen somit die Verluste bei hohen Drehzahlen. Dieses Verhalten ist generell nicht zu erwarten, kann aber durch die Vibrationen ab 4000 1/min verursacht werden. Die größte Abweichung zwischen Messung und Berechnung tritt bei  $\Delta P_{V,\text{mag,ERM}}$  im Arbeitspunkt mit -120 Nm und 1000 1/min auf und beträgt 290 W. Diese wird durch die Erweiterung um die Fertigungseinflüsse und die sinusförmige Speisung auf 158 W halbiert. Eine Verringerung der Abweichungen kann im gesamten Betriebsbereich festgestellt werden. Zur Bewertung sind in Tabelle 6.1 die mittleren Abweichungen in W je gemessenem Arbeitspunkt (graue Punkte in Abbildung 6.1) aufgetragen. Im Mittel konnten die Abweichungen durch die erweiterte Verlustbeschreibung der Fertigungseinflüsse um 11 W bzw. 14 % und durch den Vergleich mit sinusförmiger Speisung um 37 W bzw. 46 % reduziert werden.

Tabelle 6.1: Mittlere Abweichung gemessener und berechneter Magnetkreisverluste

	Abweichung $\Delta \bar{P}_{V,\text{mag}} = \frac{1}{N_{\text{AP}}} \sum_{N_{\text{AP}}} \Delta P_{V,\text{mag}}$
	in W
$\Delta \bar{P}_{V,\text{mag,ERM}}$	80,00
$\Delta \bar{P}_{V,\text{mag,EZM}}$	68,89
$\Delta \bar{P}_{V,\text{mag,sin,EZM}}$	43,33

Zur Einordnung ist in Anhang I die mittlere Abweichung ohne Berücksichtigung von Stromverdrängung und Beschreibung der Eisenverluste durch den ERM-Parametersatz dargestellt. Die mittlere Abweichung beträgt 103 W.

In Abbildung 6.2 ist der Vergleich der relativen Abweichungen bezogen auf die Gesamtverluste dargestellt. Die größte Abweichung ist bei 2000 1/min und -20 Nm und beträgt 29 %. Diese wird durch die erweiterte Beschreibung der Fertigungseinflüsse auf 22 % und durch die sinusförmige Speisung auf 11 % reduziert. Die Abweichung in diesem Arbeitspunkt entsteht dadurch, dass durch das geringe Drehmoment der Strom und dadurch auch die gemessenen Verluste klein sind. Die Abweichungen  $\Delta \bar{P}_{V,\text{mag,sin,EZM}}$  sind in einem großen Bereich kleiner 5 % und belegen die gute Modellierung.

Die asymmetrischen Abweichungen zwischen Messung und Simulation - also, dass die Abweichung bei positivem Moment anders als bei negativem Moment ist - entstehen dadurch, dass die berechneten Verluste stets symmetrisch zur q-Achse sind, die gemessenen jedoch nicht. Im realen Betrieb beeinflussen die Eisenverluste die magnetisch wirksamen dq-Ströme einer PMSM und sorgen für eine Verschiebung der Symmetrieebene, wie beispielweise Richter et.al. in [55] zeigen. Außerdem wird der Spannungsabfall über dem Statorwiderstand im Generatorbetrieb von der induzierten Spannung und im Motorbetrieb von der Umrichter Ausgangsspannung gedeckt. Die Ausgangsspannung des Umrichters und deren harmonische Anteile variieren demnach bei unterschiedlichem



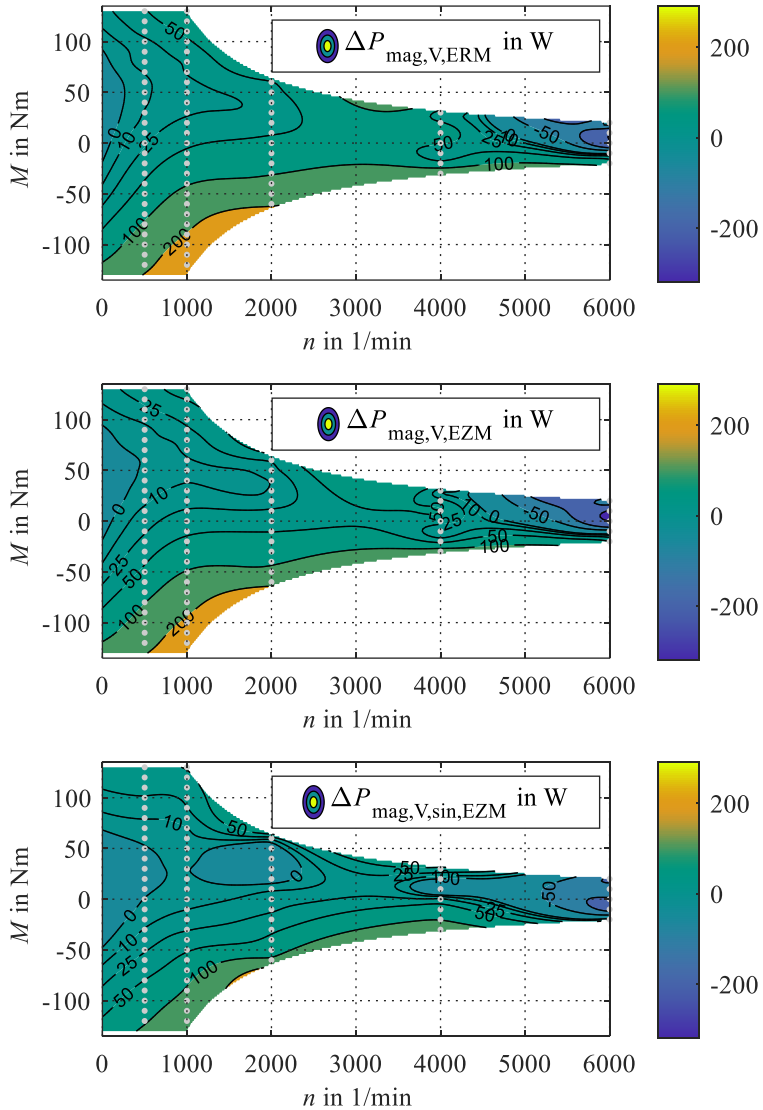


Abbildung 6.1: Absolute Abweichung zwischen Messung und Berechnung der Magnetkreisverluste

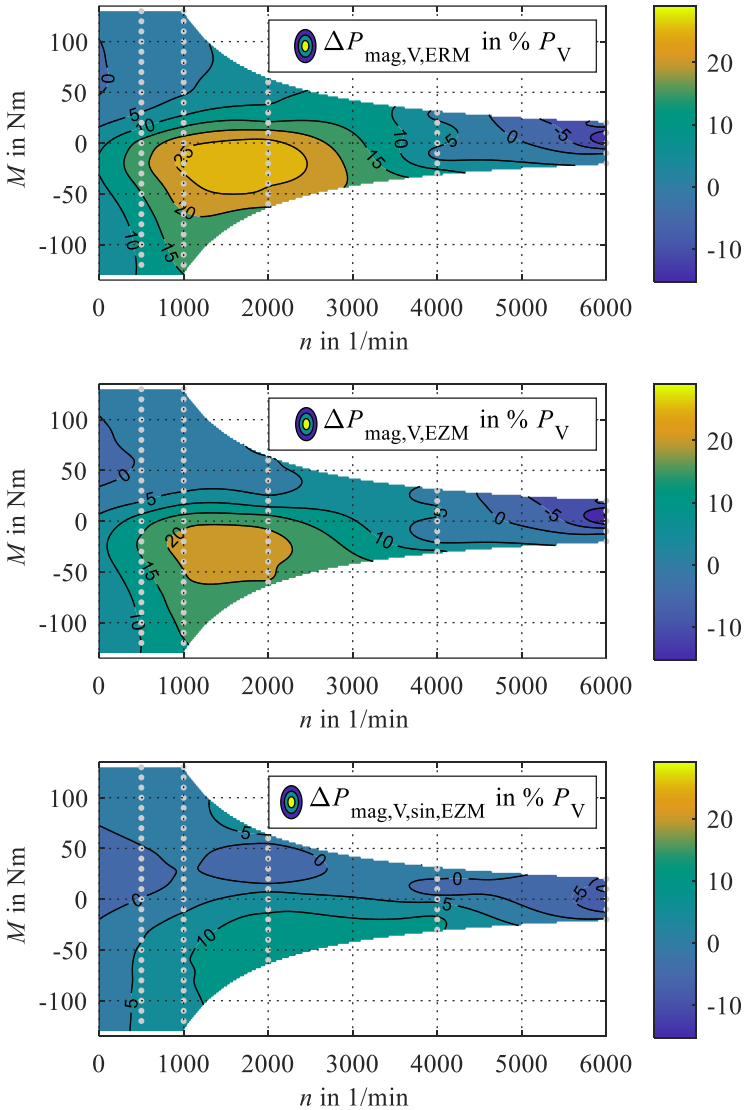


Abbildung 6.2: Relative Abweichung zwischen Messung und Berechnung der Magnetkreisverluste

Drehmomentvorzeichen. Im Generatorbetrieb ist die benötigte Ausgangsspannung des Umrichters je Arbeitspunkt allgemein geringer als im Motorbetrieb, [56: S.71]. Die geringere Spannung resultiert in geringeren Aussteuergraden der Drehstrombrücke, kürzeren Einschaltzeiten der Leistungshalbleiter und kleineren taktungsbedingten Harmonischen im Strom. Dies ist in Abbildung 6.3 für den Fall der Umrichterspeisung dargestellt. Im Vergleich dazu entstehen durch sinusförmige Speisung kaum harmonische Anteile im Strom (Abbildung 6.4) und die Asymmetrie der Verluste ist gering

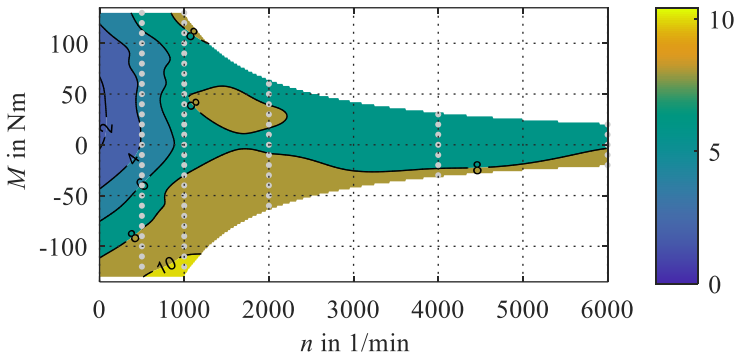


Abbildung 6.3: Mittelwert der Stromüberschwingungen aller drei Phasen bei Umrichterspeisung in A

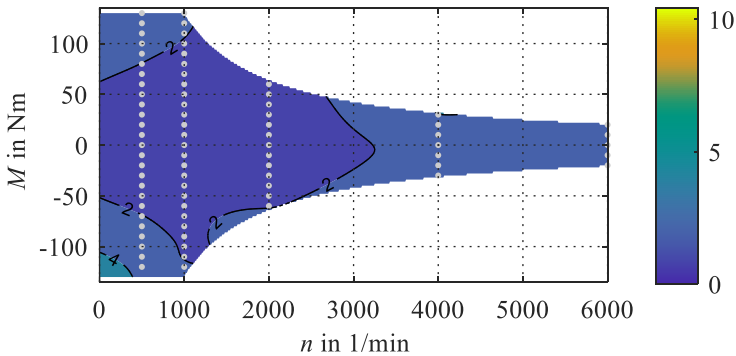


Abbildung 6.4: Mittelwert der Stromüberschwingungen aller drei Phasen bei sinusförmiger Speisung in A

(Abbildung 6.1 unten). Die Asymmetrie kann somit auf den THD des Stroms, harmonische Verlustanteile und den Einfluss der Eisenverluste auf die magnetisch wirksamen dq-Ströme zurückgeführt werden. Eine vergleichbare Asymmetrie der Verluste ist in [174] und [175] beobachtet worden. Der Einfluss der anliegenden Umrichterspannung kann durch eine geeignete gekoppelte FE Simulation mit taktender Spannungsquelle berücksichtigt werden, wurde aber im Rahmen dieser Arbeit nicht untersucht.

Es ist zu beachten, dass stets die Drehzahl aus Sicht der Belastungsmaschine angegeben ist, die Prüflingsdrehzahl also negativ ist. Dadurch ist der Generatorbetrieb für den Prüfling in der oberen Hälfte der Abbildungen und der Motorbetrieb in der unteren Hälfte dargestellt.

Ein weiterer Vergleich der verwendeten Methoden kann beim Auslaufversuch durchgeführt werden. Hierbei können die Eisenverluste ohne Einfluss des Umrichtertaktens genau bestimmt werden. Eine numerische Berechnung des Leerlauffalls ist ebenfalls möglich. Hierbei ist auf die korrekte Verschaltung der Maschinenstränge wegen der Ausbildung von Nullströmen zu achten. Die verschiedenen Parametersätze für Epstein-Rahmen- und Einzelzahnmessung können angewandt werden. Kennlinien der ermittelten Verluste sind in Abbildung 6.5 dargestellt. Die maximale Abweichung tritt bei 6000 1/min auf und beträgt zwischen  $\tilde{P}_{V,\text{mag,ERM}}$  und  $P_{V,\text{mag}}$  138,5 W. Diese kann durch die Parametrierung mit den Bertotti-Parametern aus der Einzelzahnmessung auf 71,7 W nahezu halbiert werden. Die verbleibende Abweichung ist durch Vibrationen im Prüffeld und die restlichen Modellunsicherheiten der numerischen Berechnung zu erklären: Harmonische und rotierende Verluste im Eisen, sowie eine dreidimensionale Modellierung der Wirbelstromverluste im Permanentmagneten, wurden nicht berücksichtigt.

Insgesamt betrachtet unterschätzt die numerische Berechnung die gemessenen Verluste im Magnetkreis. Eine weitere Zunahme der berechneten Verluste und damit verbundene reduzierte Abweichung ist zu erwarten durch:

- die Modellierung rotierender Feldanteile [23: S.149ff.], [24: 227,232].

- die Beschreibung der Verlustanteile durch Harmonische im Magnetkreis. Diese sind bezogen auf den taktfrequenten Stromrippel durch die Betrachtung der sinusförmigen Speisung abgedeckt. Zusätzlich treten Harmonische im Luftspaltfeld der Maschine auf. Deren korrekte Beschreibung kann durch ein geeignetes hysteresebasiertes Verlustmodell [S3] erreicht werden.
- die Bewertung der Fertigungseinflüsse auf die Rotorverluste.

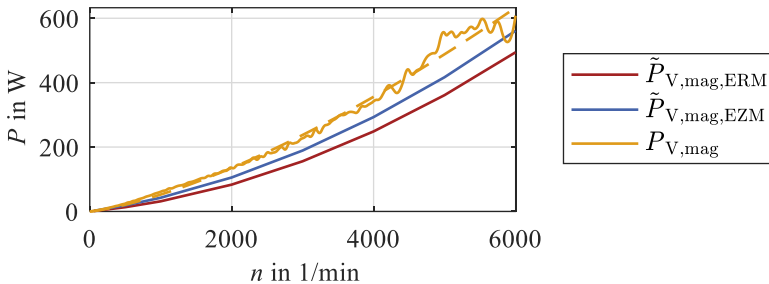


Abbildung 6.5: Leerlaufverluste im Magnetkreis



# 7 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Ansatz zur Charakterisierung der auftretenden Einzelverluste bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen am Beispiel eines 48V Traktionsantriebs vorgestellt. Berechnete und gemessene Verlustanteile werden verglichen und analysiert. Dazu werden neben der betrachteten Prüflingsmaschine einzelne Statorsegmente hinsichtlich ihres magnetischen Verhaltens untersucht. Durch neue Verfahren zur Verlustcharakterisierung werden die Teilverluste der Komponenten messtechnisch ermittelt und zur Analyse der Gesamtverluste eingesetzt. Eine Bewertung der eingesetzten Charakterisierungsverfahren wird anhand der Abweichung zwischen Berechnungs- und Messergebnissen der Gesamtmaschine vorgenommen.

Der am Institut entwickelte Einzelzahnmessplatz wird zur Bewertung der Fertigungseinflüsse auf die Eisenverluste einzelner Statorzähne verwendet. Eine detaillierte Betrachtung der Flussverläufe in der Maschine liefert zunächst die Grundlage der einzustellenden Arbeitspunkte. Durch ein neues Verfahren von Breining et.al. [E1] werden fertigungsabhängige Zuschlagfaktoren zu Bertotti-Parametern aus einer Epstein-Rahmen-Messung bestimmt. Die fertigungsabhängigen Zuschlagfaktoren bilden die gesamten Einzelzahnverluste auch unter Anregung mit harmonischen Feldanteilen mit

Abweichungen von 0 % bis 12 % gut ab. Die Parametrierung der numerischen Eisenverlustberechnung wird dadurch um einen physikalisch begründeten, fertigungsabhängigen Zuschlagfaktor erweitert und mit Messergebnissen einer aufgebauten Prüflingsmaschine verglichen. Durch den Vergleich mit den Ergebnissen der Gesamtmaschinenvermessung liefert diese Arbeit einen wichtigen Beitrag für die Einordnung und Anwendbarkeit der Ergebnisse von Eisenverlustmessungen an Statorsegmenten.

Statorsegmente aus drei bewickelten Einzelzähnen werden zur Validierung der simulierten Stromverdrängungsverluste verwendet. Dabei wurde erstmals ein rein messtechnischer Ansatz zur Bestimmung von Stromverdrängungsverlusten in Statorsegmenten unter AC-Bestromung vorgestellt. Ein Magnetkreis mit Rückschluss ist erforderlich um maschinennahe Flusscharakteristika erzeugen zu können. Dadurch wird eine deutlich bessere Nachbildung der Wicklungsverluste erreicht als bei vergleichbaren Aufbauten aus der Literatur. Der neue Ansatz erfolgt ohne jede numerische Co-Simulation und reduziert dadurch Unsicherheiten die beim Vergleich der Arbeitspunkte zwischen Simulation und Messung entstehen. Die ermittelten Verluste bestätigen das Resultat einer konventionellen numerischen Simulation der Wicklung.

Der Einfluss der Umrichterspeisung der Maschine wird durch eine sinusförmige Bestromung mit einem Multiphasen Multilevelumrichter bewertet. Hohe Spannungsstufenzahl und Taktfrequenz ermöglichen das Einregeln deutlich sinusförmigerer Ströme als mit gewöhnlichen Zweipunktumrichtern. Diese Arbeit zeigt, dass der Anteil Harmonischer an der elektrischen Eingangsleistung und somit auch der gesamten Verlustleistung vernachlässigbar klein wird. Taktfrequente Anteile im Strom werden komplett unterdrückt und Harmonische der Felderregerkurve können durch Einsatz eines repetitive-control-Reglers stark reduziert werden. Dadurch ist ein deutlich besserer Vergleich zu Berechnungen aus der FE möglich, da diese häufig auf sinusförmigen Strömen sowie Modellansätzen für die Eisenverluste beruhen. Außerdem wird gezeigt, dass die sinusförmige Speisung mittels



Multilevelumrichter eine elegante und einfache Möglichkeit bietet, die Grundschiwingungseisenverluste auf dem Maschinenprüfstand zu ermitteln und den Einfluss durch das Umrichtertakten zu bewerten. Eine einfache Vorgabe von Drehmomenten oder d- und q-Strömen ist möglich. Bei Verwendung desselben Winkelsignals können die einzelnen Arbeitspunkte direkt mit denen einer konventionellen Zweilevelvermessung verglichen werden. Es zeigt sich, dass deutlich einfachere und schnellere Messdurchläufe als mit Synchrongeneratoren zur sinusförmigen Speisung möglich sind.

Die angepasste Wicklungsverschaltung der aufgebauten Prototypenmaschine führt die Einzelwicklungen der Statorzähne nach außen auf Kupferverbindungsringe. Dadurch entsteht ein Messeingriff für eine Nullstrommessung, indem alle drei Strangströme in drei übereinander liegenden Kupferschienen geführt werden. Die Messung und Analyse des Nullstromes eines Traktionsantriebes ist dadurch möglich und erfolgt über eine Strommesszange. Die durch den Nullstrom zusätzlich verursachten Verluste liegen im gesamten Maschinenarbeitsbereich im einstelligen Wattbereich und sind damit immer kleiner als 1 % der gesamten Kupferverluste der Maschine. Auslaufversuche mit nichtmagnetisiertem und magnetisiertem Rotor ermöglichen zudem die Auftrennung der Leerlaufverluste in mechanische, elektrische und magnetische Ursache. Eine weitere Auftrennung ist durch Kenntnis der Lagerverluste möglich. Ein Öffnen der Dreiecksschaltung dient der Bewertung des Einflusses des Nullstroms auf die Leerlaufverluste. Dieser ist im gesamten Drehzahlbereich kleiner als 0,1 W und damit vernachlässigbar klein.

Der Vergleich zwischen numerischen Rechnungen und Messungen am Prüfstand liefert ein Maß zur Bewertung der Unsicherheiten im Entwicklungsprozess der Maschine. Im Rahmen dieser Arbeit werden die ermittelten Magnetkreisverluste zum Vergleich herangezogen. Die numerische Berechnung wird hierfür entsprechend dem Stand der Technik mit Bertotti-Parametern aus einer Epstein-Rahmen-Messung parametrisiert und erweitert um

einen fertigungsabhängigen Zuschlagfaktor aus einer Einzelzahnvermessung. Die messtechnisch ermittelten Verluste aus Umrichterspeisung und sinusförmiger Speisung dienen als Vergleichsgröße.

Im betrachteten Arbeitsbereich wird durch die Beschreibung der fertigungsabhängigen Zuschlagfaktoren für die Eisenverluste eine Reduktion der Abweichungen zwischen Simulation und Messung von im Mittel 15 % erreicht. Die zusätzliche sinusförmige Speisung reduziert die Abweichungen um weitere 30 %. Im Mittel können somit die Unsicherheiten in der Verlustmodellierung nahezu halbiert werden. Die Annäherung der ermittelten Verluste findet vor allem im Bereich kleiner bis mittlerer Drehzahlen statt. Im Leerlauf wird durch die Parametrierung der fertigungsbedingten Statorisenverluste ebenfalls eine Reduktion der Abweichungen zwischen Simulation und Messung um ca. 50 % erreicht.

Der vorgestellte Ansatz ermöglicht es Simulations- und Messergebnisse einer elektrischen Maschine zusammenzuführen. Am Beispiel einer permanentmagneterregten Synchronmaschine werden einzelne Verlustanteile betrachtet und bewertet. Durch die eingesetzten Methoden werden Unsicherheiten bei der Verlustbeschreibung reduziert und ein Beitrag zu einem verbesserten Entwurfsprozess geleistet. Zusammenfassend dient Abbildung 7.1 als Vorschlag für einen erweiterten Entwurfsprozess elektrischer Maschinen. Die blau hinterlegten näheren Betrachtungen der Kupfer- und Eisenverluste können bereits im Entwurfsstadium der Maschine durchgeführt werden und erste Rückschlüsse auf die Performance geben. Rot markiert sind die tiefergehende Analyse der Reibverluste unter Nutzung eines nicht magnetisierten Rotors und die sinusförmige Speisung der Maschine. Dadurch können die Simulationsergebnisse durch Messung genauer validiert werden.

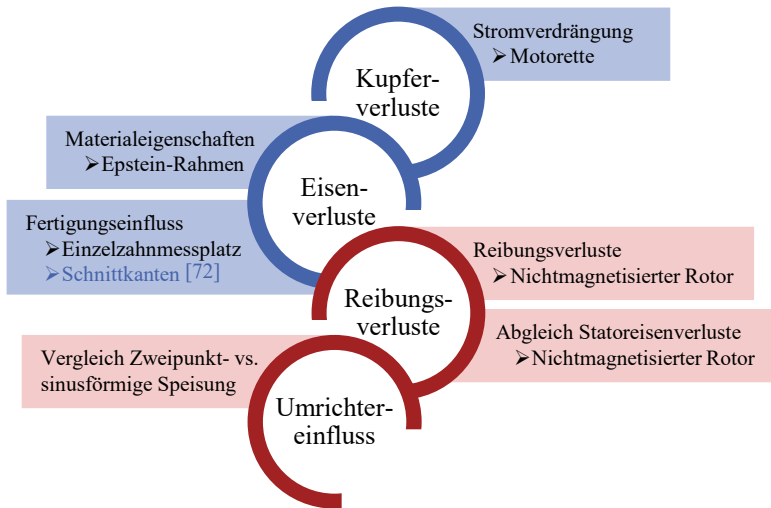


Abbildung 7.1: Empfohlenes Vorgehen für einen erweiterten Entwurfsprozess bei elektrischen Maschinen

### Ausblick

Die vorliegenden Erkenntnisse verringern Unsicherheiten im Entwurfsprozess elektrischer Maschinen und zielen vorrangig auf die Verlustermittlung ab.

Die Applikation des Multilevelumrichters als Vermessungsumrichter wird im Rahmen dieser Arbeit erstmals eingesetzt. Die Applikation hat sich bewährt und kann auch in nachfolgenden Betrachtungen verwendet werden. Die sinusförmige Speisung von umrichterbetriebenen Asynchronmaschinen oder Reluktanzmaschinen bietet ebenso ein Verbesserungspotential bestehender Verlustmodelle. Durch die deutlich höhere Schaltfrequenz im Vergleich zur DBS können in Verbindung mit einem Regelalgorithmus im FPGA-Takt auch höherfrequente Wechselstromanteile eingepreßt werden. Neuartige Hybridumrichter [E10], [E11] können für diese Anwendung ebenfalls eingesetzt werden. Sie zeichnen sich durch eine vergleichbare oder sogar bessere Spannungsqualität bei reduzierten Kosten aus.

Die Analyse des Nullstroms von im Dreieck geschalteten Maschinen ist auf andere Maschinentypen projizierbar. Eine weiterführende Betrachtung der Einflüsse hinsichtlich des Drehmomentes kann beispielsweise in eine verbesserte Regelung und dadurch reduzierte Momentenwelligkeiten münden [56]. Die entstehenden Zusatzverluste im Kupfer dürften auch bei anderen Maschinentypen gering sein.

Der vorgestellte Ansatz zur Beschreibung fertigungsabhängiger Eisenverluste nutzt den relativ einfachen Bertotti-Ansatz, da dieser direkt in gängiger FE-Software umgesetzt werden kann. Eine weitere Verbesserung kann durch die Anwendung der Einzelzahnvermessung auf komplexere Verlustmodelle erreicht werden. Hierfür sind umfangreichere Messansätze, ebenso wie eine angepasste Auswertung der FE-Berechnung, notwendig. Weitere Effekte wie rotierende Feldanteile, harmonische Feldanteile, Sättigung und Skineffekt können berücksichtigt werden. Zusätzliche Untersuchungen zum Einfluss des tangentialen Drucks auf den Zahnkopf eröffnen die Möglichkeit, den Statorfügeprozess und das Einpressen in einen Statorträger zu modellieren.

Die vorgestellte Methodik kann ebenso auf Statoren mit verteilter Wicklung angewendet werden, da auch Statortester zur Qualifizierung fertig aufgebauter Statorjoche existieren. Der verwendete Messplatz kann zur Vermessung von komplexeren Spulenkörpern oder erodierten Teilsegmenten aus Vollschnittstatoren ertüchtigt werden und somit das Anwendungsfeld der Einzelzahnvermessung auch auf andere Arten von Statoren erweitern. Die Ermittlung fertigungsbedingter Zuschlagfaktoren lässt sich somit für verschiedenste Statoren durchführen. Den größten Einfluss auf den Mehrwert dieser Analyse haben jedoch die unterschiedlichen Fertigungsverfahren, wie [23] zeigt. Dies gilt insbesondere dann, wenn durch die Fertigung zusätzliche Wirbelstrombahnen in den Paketen entstehen.

Die vorgestellten Methoden zur genaueren Verlustbeschreibung können somit auf andere Anwendungsfälle angewandt werden um den wachsenden Ansprüchen bei der Entwicklung elektrischer Antriebe nachzukommen.

# Anhang

## A. Wirbelstrompfade Stromverdrängung

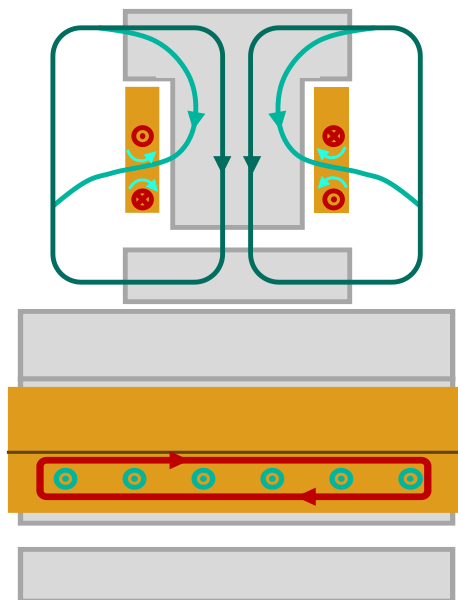


Abbildung A.1: Hauptfeld, Nutquerfeld, Wirbelströme durch zeitliche Änderung des Nutquerfeldes und Feldschwächende Rückwirkung der Wirbelströme, sowie Stator- und Rotormaterial und Lage der Wicklung.

## B. Temperaturverlauf

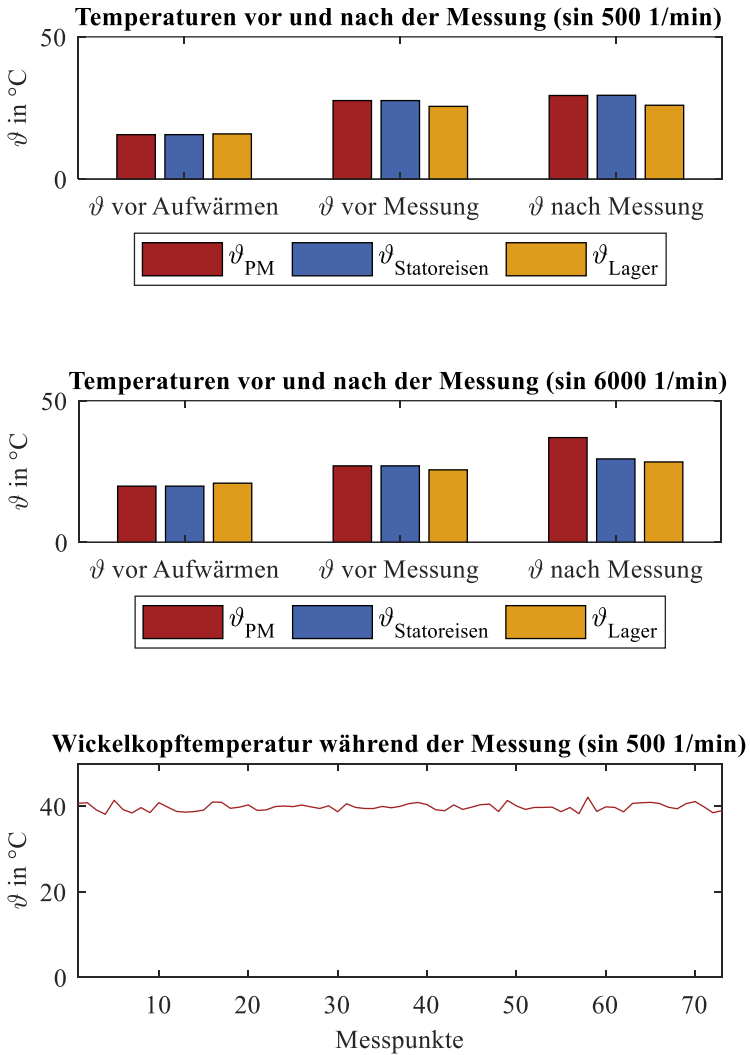


Abbildung B.1: Temperaturverlauf Messung

## C. Messprotokoll

Messreihe	$\vartheta_{\text{Umgebung}}$	$\vartheta_{\text{WK}}^*$	$\vartheta_{\text{Kühlmittel}}$ vorher/nachher	$\vartheta_{\text{PM}}$ vorher/nachher
DBS 500 1/min	20 °C	40 °C	35 °C / 35 °C	nicht erfasst
DBS 1000 1/min	21 °C	40 °C	35 °C / 35 °C	28 °C / 30 °C
DBS 2000 1/min	23 °C	40 °C	35 °C / 35 °C	28 °C / 32 °C
DBS 4000 1/min	22 °C	40 °C	34 °C / 35 °C	28 °C / 36 °C
DBS 6000 1/min	22 °C	40 °C	35 °C / 35 °C	28 °C / 37 °C
sin 500 1/min	23 °C	40 °C	35 °C / 35 °C	28 °C / 29 °C
sin 1000 1/min	23 °C	40 °C	35 °C / 35 °C	28 °C / 28 °C
sin 2000 1/min	23 °C	40 °C	35 °C / 35 °C	28 °C / 31 °C
sin 4000 1/min	22 °C	40 °C	35 °C / 35 °C	28 °C / 35 °C
sin 6000 1/min	21 °C	40 °C	35 °C / 35 °C	27 °C / 37 °C

Messreihe	$U_{ZK,1}$	$U_{ZK,2}$	Einstellungen repetitive control Regler
DBS 500 1/min	350 V	70 V	Elektrischer Winkel, 120 Punkte / Umdrehung
DBS 1000 1/min	350 V	70 V	Elektrischer Winkel, 120 Punkte / Umdrehung
DBS 2000 1/min	350 V	70 V	Elektrischer Winkel, 120 Punkte / Umdrehung
DBS 4000 1/min	350 V	70 V	Mechanischer Winkel <sup>2</sup> , 120 Punkte / Umdrehung
DBS 6000 1/min	350 V	70 V	Mechanischer Winkel <sup>2</sup> , 120 Punkte / Umdrehung
sin 500 1/min	350 V	70 V	Elektrischer Winkel, 120 Punkte / Umdrehung
sin 1000 1/min	350 V	70 V	Elektrischer Winkel, 120 Punkte / Umdrehung
sin 2000 1/min	350 V	70 V	Elektrischer Winkel, 120 Punkte / Umdrehung
sin 4000 1/min	350 V	100 V <sup>1</sup>	Mechanischer Winkel <sup>2</sup> , 120 Punkte / Umdrehung
sin 6000 1/min	350 V	100 V <sup>1</sup>	Mechanischer Winkel <sup>2</sup> , 120 Punkte / Umdrehung

1:  $U_{ZK,2}$  erhöht um Schwingungen der Spannung bei hohen Drehzahlen zu reduzieren, da ggü. DBS-Betrieb keine Leistungsvorsteuerung möglich. Die Auswirkungen auf den Stromrippel sind gering, da immer noch eine deutlich kleinere Spannungsstufe von 14 V gegenüber. 70 V im DBS-Betrieb vorhanden ist.

2: Ausregeln der Harmonischen bei hohen Drehzahlen auf mechanischen Winkel bezogen, da  $f_{el}/f_T \approx 10$  und die Auflösung der Winkelstützstellen für den elektrischen Winkel zu gering ist.



## D. Berechnung der Messunsicherheiten der Gesamtmaschinenvermessung

Die Messunsicherheiten der einzelnen Verlustanteile  $p$  können nach (4.43) durch folgende Gleichung berechnet werden:

$$u_c(p) = \sqrt{\sum_{i=1}^N \left( \frac{\partial f(x_i)}{\partial x_i} \right)^2 \cdot u_c^2(x_i)}$$

### Zu berechnende Verlustanteile

$$p_1 = P_{el} = u_{UV}i_{UV} + u_{VW}i_{VW} + u_{WU}i_{WU}$$

$$p_2 = P_{mech} = 2\pi Mn$$

$$p_3 = P_V = P_{el} - P_{mech}$$

$$p_4 = P_{V,Cu} = \tilde{k}_{cde} \cdot R_S \cdot (i_{UV}^2 + i_{VW}^2 + i_{WU}^2)$$

$$p_5 = P_{V,Cu,i_0} = 3 \cdot R_S \cdot i_0^2$$

$$p_6 = P_{V,Cu,cde} = P_{V,Cu} \cdot (\tilde{k}_{cde} - 1)$$

$$p_7 = P_{V,mech} = P_{LL,nichtmag} - P_{LL,LAM}$$

$$p_8 = P_{V,mag} = P_V - P_{V,Cu} - P_{V,mech}$$

### Beispielberechnung

$$u_c(p_2) = \sqrt{\left( \frac{\partial p_2}{\partial M} \right)^2 \cdot u_c^2(M) + \left( \frac{\partial p_2}{\partial n} \right)^2 \cdot u_c^2(n)}$$

mit

$$\frac{\partial p_2}{\partial M} = 2\pi n$$

und

$$\frac{\partial p_2}{\partial n} = 2\pi M$$

gibt

$$u_c(p_2) = \sqrt{(2\pi n)^2 \cdot u_c^2(M) + (2\pi M)^2 \cdot u_c^2(n)}$$

### Ermittelte Unsicherheiten

$$u_c(p_1) = u_c(P_{el}) = \sqrt{i_{UV}^2 \cdot u_c^2(u_{UV}) + u_{UV}^2 \cdot u_c^2(i_{UV}) + i_{VW}^2 \cdot u_c^2(u_{VW}) + u_{VW}^2 \cdot u_c^2(i_{VW}) + i_{WU}^2 \cdot u_c^2(u_{WU}) + u_{WU}^2 \cdot u_c^2(i_{WU})}$$

$$u_c(p_2) = u_c(P_{mech}) = \sqrt{(2\pi n)^2 \cdot u_c^2(M) + (2\pi M)^2 \cdot u_c^2(n)}$$

$$u_c(p_3) = u_c(P_V) = \sqrt{u_c^2(P_{mech}) + u_c^2(P_{el})}$$

$$u_c(p_4) = u_c(P_{V,Cu}) = \sqrt{(2 \cdot \tilde{k}_{cde} \cdot R_S \cdot i_{UV})^2 \cdot u_c^2(i_{UV}) + (2 \cdot \tilde{k}_{cde} \cdot R_S \cdot i_{VW})^2 \cdot u_c^2(i_{VW}) + (2 \cdot \tilde{k}_{cde} \cdot R_S \cdot i_{WU})^2 \cdot u_c^2(i_{WU})}$$

$$u_c(p_5) = u_c(P_{V,Cu,i_0}) = \sqrt{(6 \cdot R_S \cdot i_0)^2 \cdot u_c^2(i_0)}$$

$$u_c(p_6) = u_c(P_{V,Cu,cde}) = \sqrt{(\tilde{k}_{cde} - 1)^2 \cdot u_c^2(P_{V,Cu}) + P_{V,Cu}^2 \cdot u_c^2(\tilde{k}_{cde})}$$

$$u_c(p_7) = u_c(P_{V,mech}) = \sqrt{u_c^2(P_{LL,nichtmag}) + u_c^2(P_{LL,LAM})}$$

$$u_c(p_8) = u_c(P_{V,mag}) = \sqrt{u_c^2(P_V) + u_c^2(P_{V,Cu}) + u_c^2(P_{V,mech})}$$

## E. Ermittelte Messunsicherheiten der Gesamtmaschinenvermessung

Dargestellt über  $i_d$  und  $i_q$

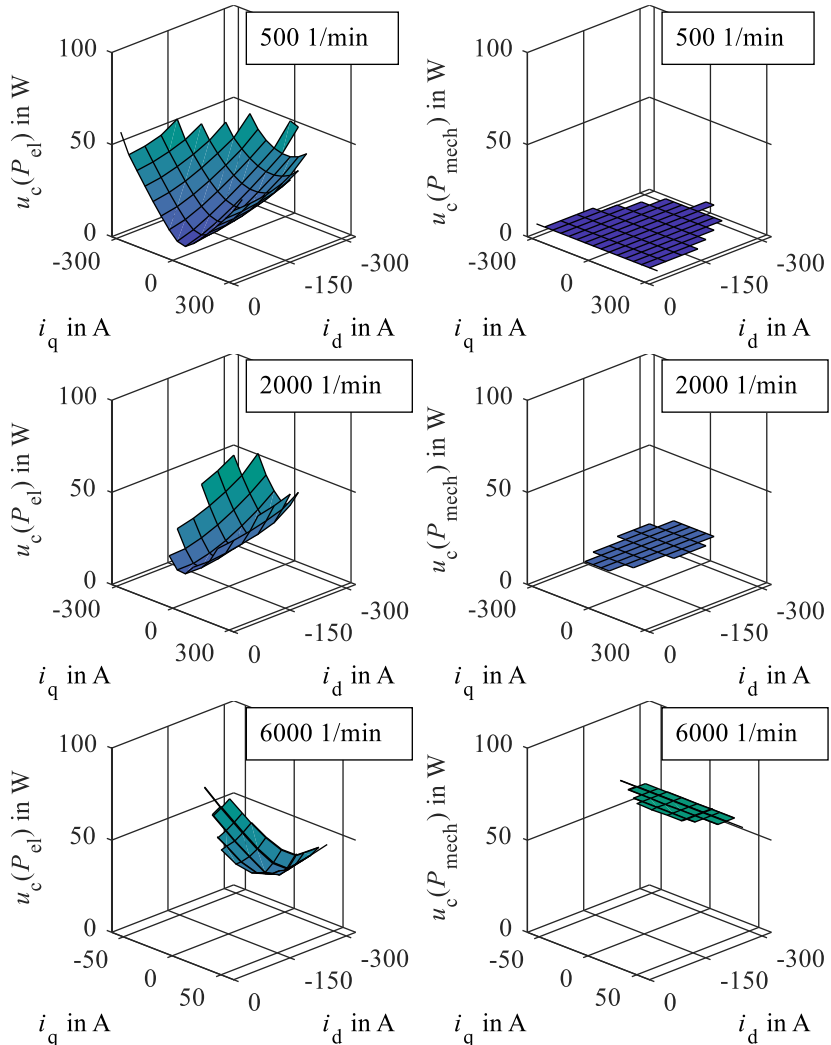


Abbildung E.1: Messunsicherheiten  $P_{el}$  und  $P_{mech}$

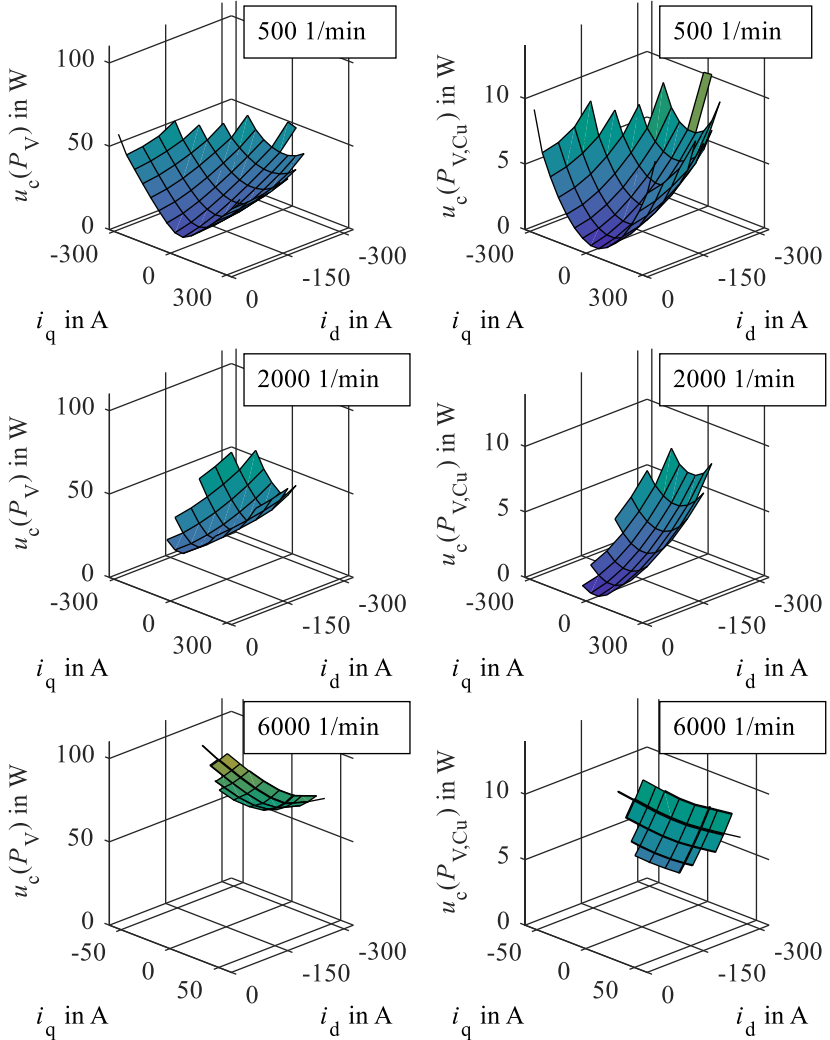
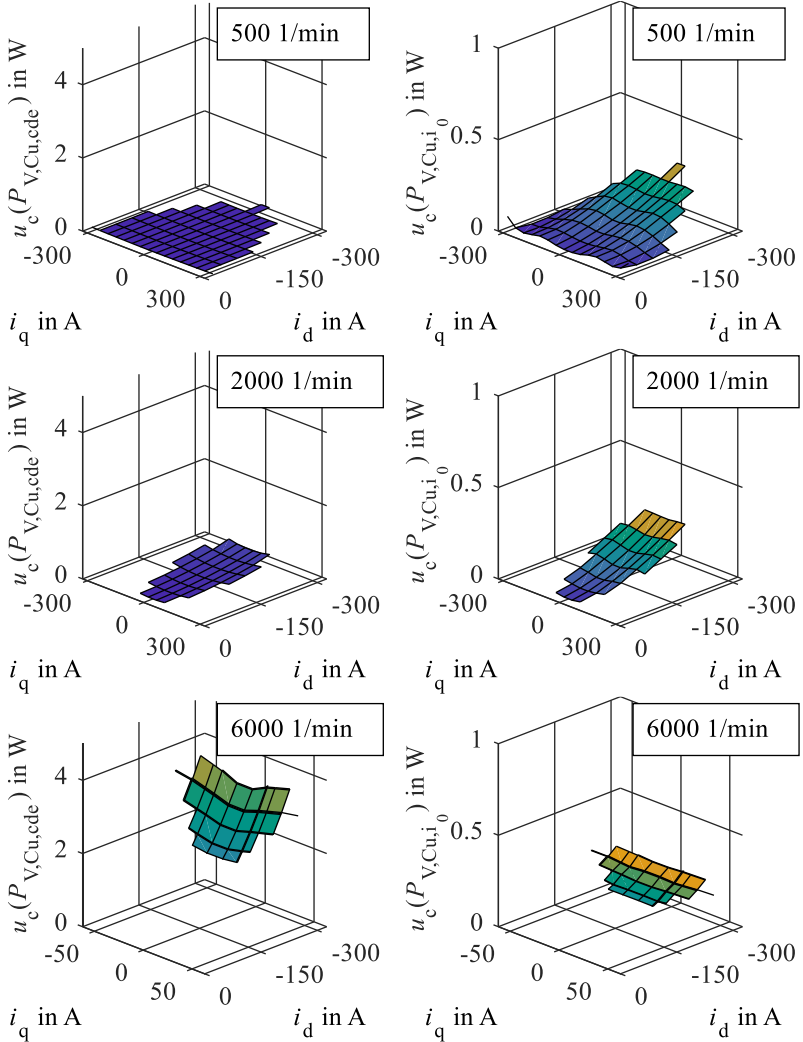


Abbildung E.2: Messunsicherheiten  $P_V$  und  $P_{V,Cu}$

Abbildung E.3: Messunsicherheiten  $P_{V,Cu,cde}$  und  $P_{V,Cu,i_0}$

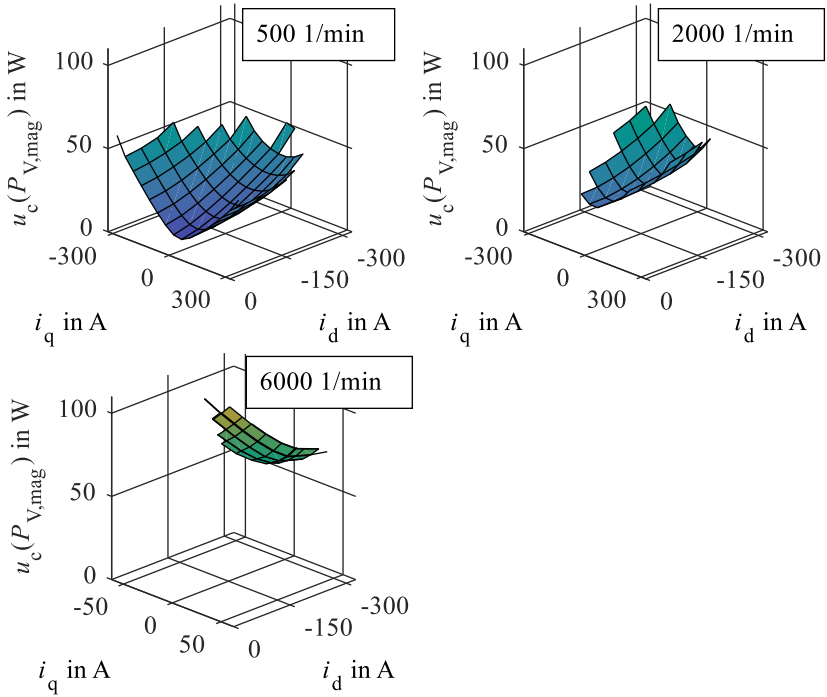


Abbildung E.4: Messunsicherheiten  $P_{V,mag}$

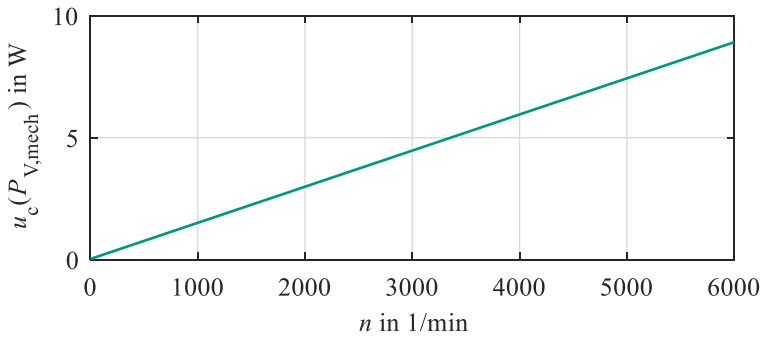
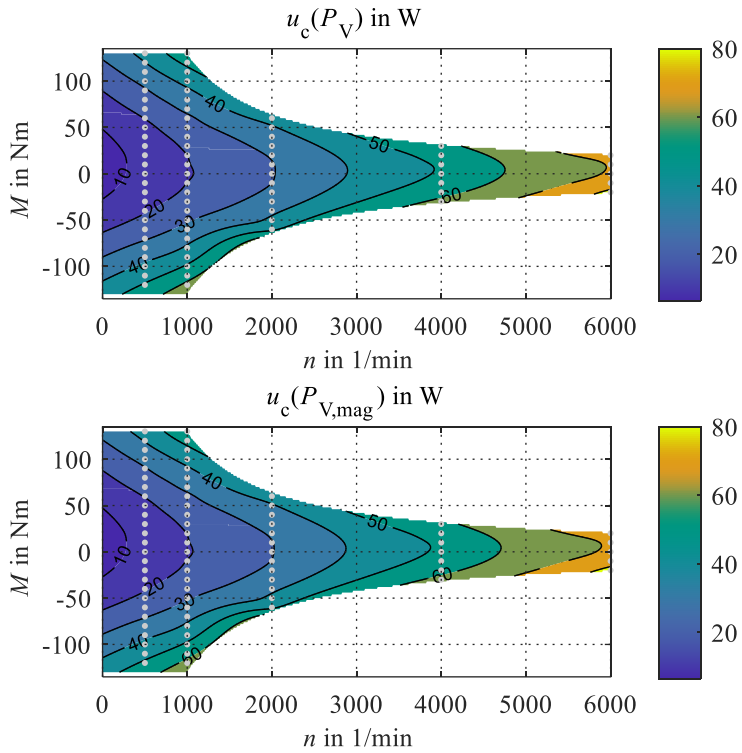


Abbildung E.5: Messunsicherheiten  $P_{V,mech}$

Dargestellt über  $M$  und  $n$ Abbildung E.6: Messunsicherheiten  $P_V$  und  $P_{V,mag}$

## F. Messunsicherheiten der Einzelzahnmessung

### Zu berechnender Verlustanteil

$$P_{\text{EZM}} = \underbrace{\frac{N_1}{N_2} u_{2,A} \cdot i_{1,A}}_{p_A} + \underbrace{\frac{N_1}{N_2} u_{2,B} \cdot i_{1,B}}_{p_B}$$

### Rechnung

$$u_c(p_A) = \sqrt{\left(\frac{\partial p_A}{\partial u_{2,A}}\right)^2 \cdot u_c^2(u_{2,A}) + \left(\frac{\partial p_A}{\partial i_{1,A}}\right)^2 \cdot u_c^2(i_{1,A})}$$

mit

$$\frac{\partial p_A}{\partial u_{2,A}} = \frac{N_1}{N_2} \cdot i_{1,A}$$

und

$$\frac{\partial p_A}{\partial i_{1,A}} = \frac{N_1}{N_2} \cdot u_{2,A}$$

ergibt

$$u_c(p_A) = \sqrt{\left(\frac{N_1}{N_2} \cdot i_{1,A}\right)^2 \cdot u_c^2(u_{2,A}) + \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot u_{2,A}\right)^2 \cdot u_c^2(i_{1,A})}$$

$u_c(p_B)$  analog.

Daraus folgt für die Messunsicherheit der Leistung der Einzelzahnmessung:



$$u_c(P_{\text{EZM}}) = \sqrt{\left(\frac{N_1}{N_2} \cdot i_{1,A}\right)^2 \cdot u_c^2(u_{2,A}) + \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot u_{2,A}\right)^2 \cdot u_c^2(i_{1,A})} + \sqrt{\left(\frac{N_1}{N_2} \cdot i_{1,B}\right)^2 \cdot u_c^2(u_{2,B}) + \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot u_{2,B}\right)^2 \cdot u_c^2(i_{1,B})}$$

## Ergebnisse

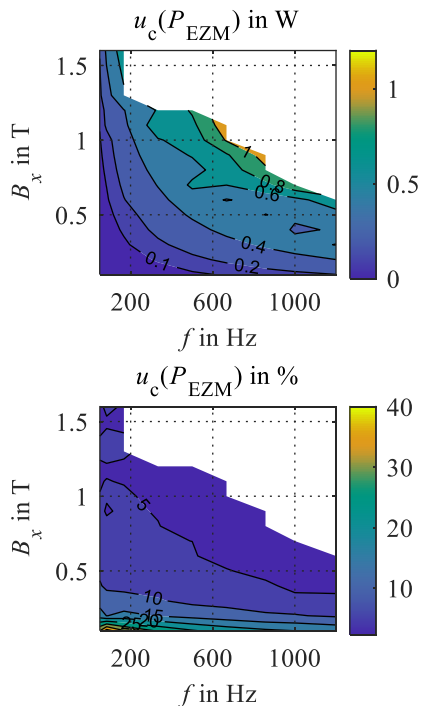


Abbildung F.1: Messunsicherheiten Einzelzahnmessung

Die Analyse der Messunsicherheit der Einzelzahnmessung wurde mit bereits aufbereiteten Messdaten durchgeführt und konnte daher nicht für die volle Abtastrate von 1,5 MSps ausgewertet werden.

## G. Messunsicherheiten der Epsteinrahmenmessung

Zu berechnender Verlustanteil

$$P_{\text{ERM}} = \frac{N_1}{N_2} u_{2,A} \cdot i_{1,A}$$

Rechnung

$$u_c(P_{\text{ERM}}) = \sqrt{\left(\frac{\partial P_{\text{ERM}}}{\partial u_{2,A}}\right)^2 \cdot u_c^2(u_{2,A}) + \left(\frac{\partial P_{\text{ERM}}}{\partial i_{1,A}}\right)^2 \cdot u_c^2(i_{1,A})}$$

mit

$$\frac{\partial P_{\text{ERM}}}{\partial u_{2,A}} = \frac{N_1}{N_2} \cdot i_{1,A}$$

und

$$\frac{\partial P_{\text{ERM}}}{\partial i_{1,A}} = \frac{N_1}{N_2} \cdot u_{2,A}$$

ergibt

$$u_c(P_{\text{ERM}}) = \sqrt{\left(\frac{N_1}{N_2} \cdot i_{1,A}\right)^2 \cdot u_c^2(u_{2,A}) + \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot u_{2,A}\right)^2 \cdot u_c^2(i_{1,A})}$$

## Ergebnisse

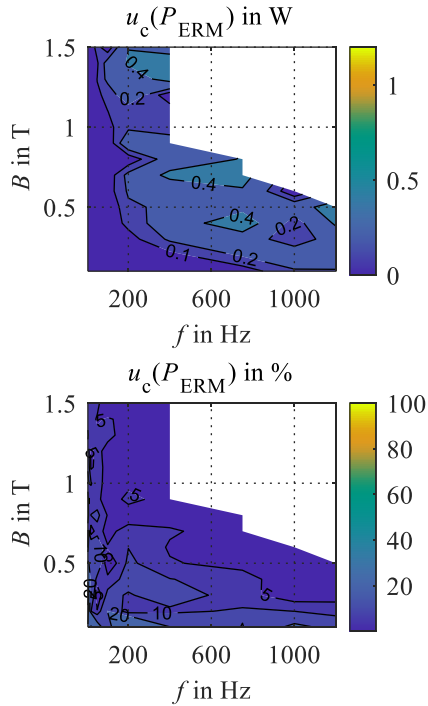


Abbildung G.1: Messunsicherheiten Epsteinrahmenmessung

Die Analyse der Messunsicherheit der Epsteinrahmenmessung wurde mit bereits aufbereiteten Messdaten durchgeführt und konnte daher nicht für die volle Abtastrate von 1,5 MSps ausgewertet werden.

## H. Messunsicherheiten der Stromverdrängungsmessung

Zu berechnender Verlustanteil

$$k_{\text{cde}}(f) = 1 + \frac{P_{\text{Cu,B}}(f) - P_{\text{Cu,B,0Hz}}}{P_{\text{Cu,B,0Hz}}}$$

Rechnung

$$u_c(k_{\text{cde}}) = \sqrt{\left(\frac{\partial k_{\text{cde}}}{\partial P_{\text{Cu,B}}(f)}\right)^2 \cdot u_c^2(P_{\text{Cu,B}}(f)) + \left(\frac{\partial k_{\text{cde}}}{\partial P_{\text{Cu,B,0Hz}}}\right)^2 \cdot u_c^2(P_{\text{Cu,B,0Hz}})}$$

mit

$$\frac{\partial k_{\text{cde}}}{\partial P_{\text{Cu,B}}(f)} = \frac{1}{P_{\text{Cu,B,0Hz}}}$$

und

$$\frac{\partial k_{\text{cde}}}{\partial P_{\text{Cu,B,0Hz}}} = \frac{-P_{\text{Cu,B}}(f)}{P_{\text{Cu,B,0Hz}}^2}$$

ergibt

$$u_c(k_{\text{cde}}) = \sqrt{\left(\frac{1}{P_{\text{Cu,B,0Hz}}}\right)^2 \cdot u_c^2(P_{\text{Cu,B}}(f)) + \left(\frac{-P_{\text{Cu,B}}(f)}{P_{\text{Cu,B,0Hz}}^2}\right)^2 \cdot u_c^2(P_{\text{Cu,B,0Hz}})}$$

## Ergebnisse

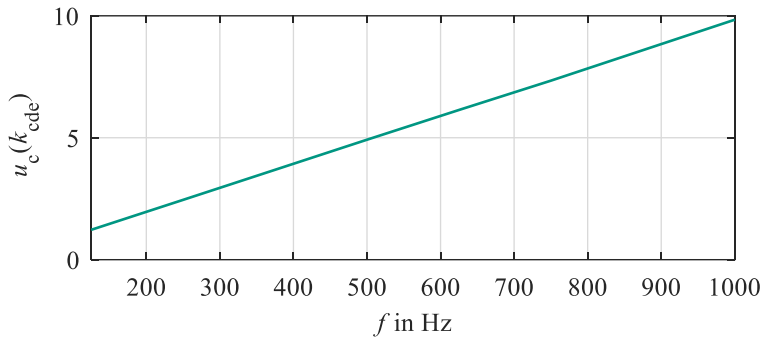


Abbildung H.1: Messunsicherheiten Stromverdrängung

Die Analyse der Messunsicherheit der Stromverdrängungsmessung wurde unter der Annahme eines ideal ermittelten DC-Widerstandes durchgeführt.

# I. Abweichung zwischen Messung und Simulation ohne Berücksichtigung der Stromverdrängungsverluste

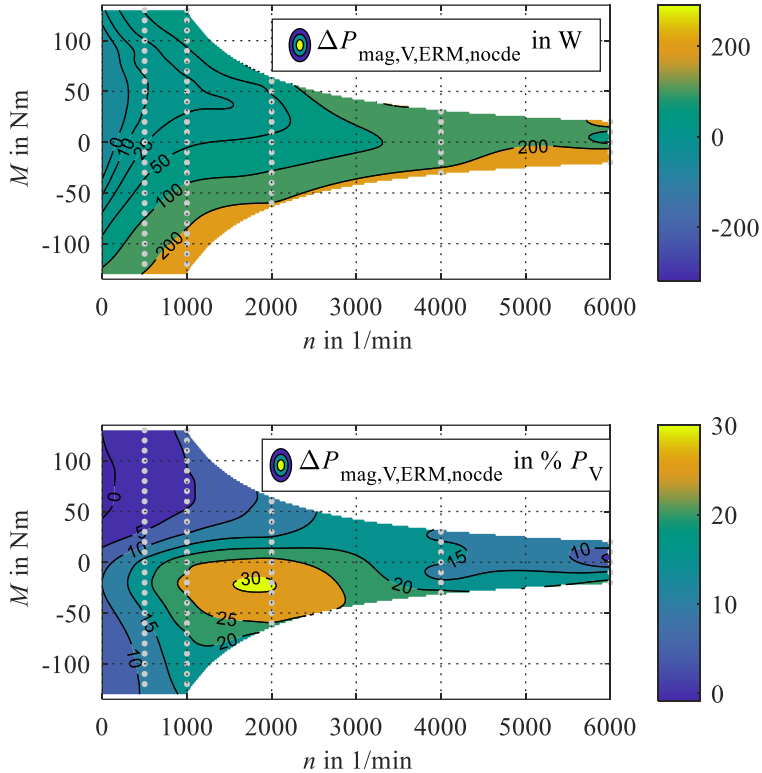


Abbildung I.1: Absolute und relative Abweichung zwischen Messung und Berechnung der Magnetkreisverluste ohne Berücksichtigung der Stromverdrängungsverluste

# Symbolverzeichnis

## Abkürzungen

AC	Alternating Current, Wechselstrom
A/D	Analog / Digital
cde	current displacement effect, dt. Stromverdrängung
cls	Klassische Wirbelstromverluste
DB	Datenblatt
DBS	Drehstrombrückenschaltung
DC	Direct Current, Gleichstrom
DSP	Digitaler Signalprozessor
DUT	Device under test
eddy	Wirbelstromverluste
ERM	Epstein-Rahmen-Messung
ETI	Elektrotechnisches Institut
exc	Excess Verluste
EZ	Einzelzahn
EZM	Einzelzahnmessung
FE	Finite Elemente
FFT	Fast Fourier Transformation - schnelle Fourier Transformation
FPGA	Field Programmable Gate Array
hys	Hystereseverluste
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
J	Joch
LAM	Lastmaschine
LL	Leerlauf
MMPMC	Modularer Multiphasen Multilevelumrichter
mot	Motor
MOSFET	Metal Oxide semiconductor Field Effect Transistor

NdFeB	Neodym-Eisen-Bohr, Permanentmagnetmaterial
Per	Periode, Periodendauer eines Messzyklus
PM	Permanentmagnet
PMSM	Permanentmagnet erregte Synchronmaschine
S	Stator
SmCo	Samarium-Kobalt, Permanentmagnetmaterial
sin	sinusförmige Speisung
THD	Total Harmonic Distortion
USB	Universal Serial Bus
V	Verluste
WK	Wickelkopf
Z	Zahn
ZK	Zwischenkreis

## Formelzeichen

$a_1, a_2, a_3, a_4, a_5$	Parameter der IEM Formel zur Beschreibung von Eisenverlusten
$A$	Fläche
$\vec{B}$	Magnetische Flussdichte
$\delta$	Luftspalt
$e_{\text{abs},n}$	Absolute Modellabweichung
$e_{\text{rel},n}$	Relative Modellabweichung
$\vec{E}$	Elektrische Feldstärke
$f_R$	Regelfrequenz
$f_T$	Taktfrequenz
$\gamma$	Elektrischer Rotorwinkel der Maschine
${}^1\gamma$	Phasenversatz der Grundwelle zwischen $\phi_A$ & $\phi_B$
${}^\nu\gamma_x$	Phasenversatz der $\nu$ -ten harmonischen auf Jochseite $x \in [A, B]$
$h_{\text{PM}}$	Magnethöhe
$H_C$	Koerzitivfeldstärke
$\vec{H}$	Magnetische Feldstärke
$i_x$	Zeitwert des Leiter- bzw. Strangstroms
$i_d$	Strom in Feldrichtung, d-Strom
$i_q$	drehmomentbildender Strom, q-Strom
$i_0$	Nullstrom
$i_{1,x}$	Primärstrom der Jochseite $x \in [A, B]$
$I_0$	Effektivwert des Nullstroms



$I_x$	Effektivwert des Leiter- bzw. Strangstroms
$J$	Trägheitsmoment
$\vec{J}$	Stromdichte
$J$	Magnetische Polarisation
$J_r$	Remanenzpolarisation
$J_S$	Sättigungspolarisation
$\tilde{k}_{cde}$	Verlustzunahme durch Stromverdrängung
$k_{cls}$	Bertotti Parameter für Wirbelstromverluste
$k_{exc}$	Bertotti Parameter für Excessverluste
$k_{hys}$	Bertotti Parameter für Hystereseverluste
$k_J$	Jochverlustfaktor
$k_{WK}$	Wickelkopffaktor Stromverdrängung
$\vec{k}$	Vektor der Bertotti-Parameter
$\vec{k}_{ERM}$	Bertotti-Parametervektor nach Epstein-Rahmen-Messung
$\vec{k}_{EZM}$	Bertotti-Parametervektor nach Einzelzahn-Messung
$\vec{k}_{opt,Ref}$	Vektor der optimierten Bertotti-Parameter nach der Einzelzahnmessung für den Referenzzahn
$\vec{k}_{opt,n}$	Vektor der optimierten Bertotti-Parameter nach der Einzelzahnmessung für Zahnprobe $n$ , $n \in [1,2,3,4,5]$
$\vec{k}_{Fertigung}$	Zuschlagfaktor für Eisenverluste aufgrund der Eisenverluste
$l$	Länge
$l_{FE}$	Eisenlänge Maschine
$l_{Wicklung}$	Wicklungslänge einer Teilspule um einen Zahn der Maschine
$L$	Länge des Magneten
$L_{dd}$	Differentielle d-Induktivität der d-Achse
$L_{dq}$	Differentielle d-Induktivität der q-Achse
$L_{d0}$	Differentielle d-Induktivität der 0-Achse
$L_{qq}$	Differentielle q-Induktivität der q-Achse
$L_{qd}$	Differentielle q-Induktivität der d-Achse
$L_{q0}$	Differentielle q-Induktivität der 0-Achse
$\Gamma_d$	Differentielle Winkelabhängigkeit der d-Achse
$\Gamma_q$	Differentielle Winkelabhängigkeit der q-Achse
$\Gamma_0$	Differentielle Winkelabhängigkeit der 0-Achse
$m$	Phasenzahl

$m$	Anzahl der PM-Segmente am Umfang
$M$	Drehmoment in Nm
$M_i$	Inneres Moment
$M_L$	Lastmoment
$M_{\text{reib}}$	Reibmoment
$\mu, \mu_0, \mu_r$	Magnetische Permeabilität, magnetische Feldkonstante und relative Permeabilität
$n$	Drehzahl in 1/min
$n_0$	Bezugsdrehzahl in 1/min für Auswertung Stromverdrängung
$n$	Anzahl der PM-Segmente in axialer Richtung
$n_{\text{High}}$	Anzahl Halbbrücken MMPMC die zum positiven Zwischenkreis-potential geschaltet sind
$N$	Anzahl Halbbrücken MMPMC
$N_1, N_2, N_{2,Zf}$	Windungszahl Einzelzahnmessplatz
$\nu$	$\nu$ -te harmonische
$\omega$	Elektrische Winkelgeschwindigkeit
$\Omega$	Mechanische Winkelgeschwindigkeit
$P$	Wirkleistung in W
$\bar{P}$	Mittelwert der Wirkleistung einer mechanischen Periode der Maschine
$P_{AC}$	AC-Verlustleistung, also im Fall von Wechselstrom
$P_{Cu,A}$	Kupferverluste Wicklung A Messplatz Stromverdrängung
$P_{Cu,B}$	Kupferverluste Wicklung B Messplatz Stromverdrängung
$P_{Cu,C}$	Kupferverluste Wicklung C Messplatz Stromverdrängung
$P_{DC}$	DC-Verlustleistung, also im Fall von Gleichstrom
$\tilde{P}_{\text{Einzelleiter}}$	Verluste in einem Leiter der Wicklung
$P_{el}$	Elektrische Leistung
$P_{ERM}$	Verluste Epstein-Rahmen-Messung
$P_{EZM,Ref}$	Verluste Einzelzahnmessplatz Gesamtaufbau für Referenzzahn
$P_{EZM,n}$	Verluste Einzelzahnmessplatz Gesamtaufbau für Probezahn $n$
$P_{EZM}$	Verluste Einzelzahnmessplatz Gesamtaufbau
$P_{EZMJ,Ref}$	Verluste Einzelzahnmessplatz Joch für Referenzzahn
$P_{EZMJ,n}$	Verluste Einzelzahnmessplatz Joch für Probezahn $n$

$P_{EZMZ,Ref}$	Verluste Einzelzahnmessplatz Einzelzahn für Referenzzahn
$P_{EZMZ,n}$	Verluste Einzelzahnmessplatz Einzelzahn für Probezahn $n$
$P_{Fe,A}$	Eisenverluste Zahn A Messplatz Stromverdrängung
$P_{Fe,B}$	Eisenverluste Zahn B Messplatz Stromverdrängung
$P_{Fe,C}$	Eisenverluste Zahn C Messplatz Stromverdrängung
$P_{IEM}$	IEM Formel zur Beschreibung von Eisenverlusten
$P_{LL,LAM}$	Leerlaufverluste der Lastmaschine
$P_{LL,nichtmag}$	Leerlaufverluste von Lastmaschine und Prüfling mit nichtmagnetisiertem Rotor
$P_{LL,offen}$	Leerlaufverluste von Lastmaschine und Prüfling mit offenen Klemmen
$P_{LL}$	Leerlaufverluste von Lastmaschine und Prüfling
$P_{LL,warm}$	Leerlaufverluste von Lastmaschine und Prüfling in warmem Zustand der Maschinen
$P_{LL,Temp}$	Temperatureinfluss der Leerlaufverluste von Lastmaschine und Prüfling
$P_{mag}$	Magnetische Leistung
$P_{mech,i}$	Innere Mechanische Leistung
$P_{mech}$	Mechanische Leistung
$P_{nl}$	Nichtlinearer Zusatzverlustanteil der IEM-Formel zur Beschreibung von Eisenverlusten
$P_S$	Spezifische Verluste in W/kg
$P_{V,Cu,cde}$	Stromverdrängungsverluste
$P_{V,Cu,i_0}$	Kupferverluste durch Nullstrom
$P_{V,Cu}$	Kupferverluste
$P_{V,Lager}$	Verlustleistung durch Lagerreibung
$P_{V,Luft}$	Verlustleistung durch Luftreibung
$P_{V,mag,sin}$	Grundwellenverluste im Magnetkreis
$P_{V,mag}$	Verluste im Magnetkreis
$P_{V,mech}$	Mechanische Verluste
$P_V$	Verlustleistung der Maschine
$\tilde{P}_{Wicklung}$	Gesamtwicklungsverluste bei Frequenz $f$
$P_1$	Aufbauverluste Messplatz Stromverdrängung erste Messung
$P_2$	Aufbauverluste Messplatz Stromverdrängung zweite Messung

$\tilde{p}$	Numerisch berechnete Leistungswerte
$\tilde{P}_{V,Fe,S}$	Berechnete Verluste im Statoreisen
$\tilde{P}_{V,Fe,R}$	Berechnete Verluste im Rotoreisen
$\tilde{P}_{V,PM}$	Berechnete Verluste in den Permanentmagneten
$\Delta P_{V,mag}$	Unsicherheit der bestimmten Verluste im Magnetkreis
$\Delta P_{V,mag,ERM}$	Abweichung der Verluste im Magnetkreis bei Vergleich der ERM-Parametrierung und DBS-Speisung
$\Delta P_{V,mag,EZM}$	Abweichung der Verluste im Magnetkreis bei Vergleich der EZM-Parametrierung und DBS-Speisung
$\Delta P_{V,mag,sin,EZM}$	Abweichung der Verluste im Magnetkreis bei Vergleich der EZM-Parametrierung und sinusförmiger Speisung
$\nu P$	Wirkleistungsanteil der $\nu$ -ten Harmonischen
$\Sigma \nu P$	Wirkleistungsanteil aller Harmonischen
$\psi_x$	Zeitwert der Leiter-, bzw. Strangflussverkettung
$\psi_d$	Flussverkettung der d-Achse
$\psi_q$	Flussverkettung der q-Achse
$\psi_0$	Flussverkettung des Nullsystems
$\psi_{d,t_{k+1}}$	d-Flussverkettung zum Zeitpunkt $t_{k+1}$
$\psi_{q,t_{k+1}}$	q-Flussverkettung zum Zeitpunkt $t_{k+1}$
$\phi_A$	Fluss in den Zahnrücken, A-seitig
$\phi_B$	Fluss in den Zahnrücken, B-seitig
$\phi_{Zf}$	Fluss im Zahnfuß
$\phi_{Zf}^*$	berechneter Fluss im Zahnfuß
$\nu \hat{\phi}_x$	Amplitude der $\nu$ -ten Harmonischen des Flusses auf Jochseite $x \in [A, B]$
$q$	Lochzahl
$r_{x,y}$	Empirischer Korrelationskoeffizient
$Re$	Reynoldszahl
$R_m$	Magnetischer Widerstand
$R_{mess}$	An den Klemmen gemessener Widerstand
$R_S$	Widerstand eines Stranges
$R_{S,TypK}$	Temperaturabhängiger Statorwiderstand, nachgeführt mit Ty-K Sensor
$R_{S,u/i}$	Statorwiderstand ermittelt aus Berechnung $u/i$
$\rho$	Spezifischer elektrischer Widerstand

$\sigma$	Elektrische Leitfähigkeit
$T$	Periodendauer
$T_{\text{Per}}$	Periodendauer eines Messzyklus
$\tau$	Breite des Magneten in Umfangsrichtung
$\theta$	Temperatur in ° K
$\theta_{\text{PM}}$	Magnettemperatur in ° K
$\theta_{\text{WK}}$	Wickelkopftemperatur in ° K
$u_x$	Zeitwert der Leiter- bzw. Strangspannung
$u$	Messunsicherheit in W
$u_c$	kombinierte Messunsicherheit in W
$\bar{u}_{d,k}$	Mittelwert der d-Spannung einer Taktperiode k
$\bar{u}_{q,k}$	Mittelwert der q-Spannung einer Taktperiode k
$u_{1,x}$	Primärspannung der Jochseite $x \in [A, B]$
$u_{2,x}$	Sekundärspannung der Jochseite $x \in [A, B]$
$U_x$	Effektivwert der Leiter-, bzw. Strangspannungen
$U_{\text{ZK},1}$	Zwischenkreisspannung Zwischenkreis 1
$U_{\text{ZK},2}$	Zwischenkreisspannung Zwischenkreis 2
$U_{\text{ZK}}$	Zwischenkreisspannung
$V$	Volumen
$W$	Ummagnetisierungsverluste
$x$	Variable für Leiter- oder Stranggrößen, $x \in [U, V, W, UV, VW, WU]$
$y$	Variable für elektromagnetische Größen, $y \in [i, u, \psi]$



# Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1:	Durchgehende Messkette zur Bewertung der Verluste in permanentmagneterregten Synchronmaschinen .....	6
Abbildung 2.1:	Darstellung verschiedener Rotortypen: Oberflächenmagnete, eingebettete und vergrabene Magnete.....	10
Abbildung 2.2:	Dreiphasiges Ersatzschaltbild der im Dreieck geschalteten PMSM .....	12
Abbildung 2.3:	Widerstandsmessung bei Dreiecks- und Sternschaltung.....	15
Abbildung 2.4:	Ersatzschaltbild der Drehstrombrückenschaltung .....	19
Abbildung 2.5:	Schaltzustände und Ausgangsspannungen $u_U, ZK$ – und $u_{UV}$ der Drehstrombrückenschaltung .....	20
Abbildung 2.6:	Zeitdiskrete Regelung der PMSM .....	23
Abbildung 3.1:	Strömungsarten in elektrischen Maschinen in Abhängigkeit von Reynoldszahl und Rotationsgeschwindigkeit, [72: S.12] .....	26
Abbildung 3.2:	Analytisch berechnete Luftreibungsverluste, sowie Lagerreibung aus Datenblatt.....	29
Abbildung 3.3:	Feld- und Stromdichteverteilung in einem runden Leiter .....	32
Abbildung 3.4:	Einfluss von Stromverdrängung auf die Leiter einer PMSM bei $n = 6000$ 1/min, $i_d = -200$ A, $i_q = 33$ A, $t = 0,7$ T (a): Vektorpotential $A$ in der Nut (b): Stromdichteverteilung $J$ in der Wicklung .....	33
Abbildung 3.5:	Motorettvarianten in ausgewählten Veröffentlichungen. Orange: Wickelraum, grau:	

	Eisenkreis. Luftspalt $\delta$ , um die Magnethöhe vergrößerter Luftspalt $\delta' = \delta + h_{PM}$ .....	38
Abbildung 3.6:	(a) Blochwand mit schraubenförmigem Übergang der Magnetisierungsrichtung [86: S.195] und (b) Barkhausensprünge während eines Magnetisierungsvorganges [100: S.282].....	40
Abbildung 3.7:	Schematische Darstellung von Neukurve (orange) und Hystereseschleife (grüne). Grau beschriftet sind die einzelnen Quadranten des Achsensystems.....	41
Abbildung 3.8:	gemessene Hysteresekurven einer NO35-Blechprobe für verschiedene Frequenzen .....	43
Abbildung 4.1:	Im linken Bild ist der Maschinensatz mit Lastmaschine (hinten), Prüfling (Mitte) und Kühleinheit (vorne) gezeigt. (Foto: Amadeus Bramsiepe, KIT), rechts der in der FE-Rechnung hinterlegte Maschinenschnitt .....	62
Abbildung 4.2:	Abgleich der Temperaturabhängigkeit des Statorwiderstands aus linearer Steigung mit Wicklungstemperatur ( $RS$ , TypK) und der Berechnung über $uRSiRS$ ( $RS$ , $u/i$ ).....	63
Abbildung 4.3:	Einschwingvorgang der Strangströme ohne Initialisierung des Nullstroms (rechts) .....	64
Abbildung 4.4:	links: $kcde$ für den betrachteten Motor (mot) und die in Abbildung 3.5 vorgestellten Motorette-Varianten (b) - (d). Gestrichelt dargestellt ist $kcde$ für Variante (c) mit Bestromung über die äußeren Wicklungen; rechts: $kcde$ aus der Motorberechnung für unterschiedliche Drehmomente. Beide Abbildungen sind aus [E5] und [S4] entnommen und um die Wickelkopfeinflüsse erweitert. ....	68
Abbildung 4.5:	Schematische Darstellung des Stromverdrängungsmessplatzes [S4] .....	70
Abbildung 4.6:	Aufbauvarianten des Motorettes zur Charakterisierung der Stromverdrängung aus [E5]. (Fotografie: Sebastian Peukert).....	70
Abbildung 4.7:	magnetisches Ersatzschaltbild von Motorette Variante (c), [S4].....	72



Abbildung 4.8:	schematischer Aufbau des Prüfstands zur Charakterisierung der Stromverdrängung. ....	74
Abbildung 4.9:	Identifizierte Stromverdrängungsverluste $PCu, B$ in Wicklung B in blau und Verlustfaktor $k_{cde}$ in rot bei $i=20A$ . Messpunkte sind durch einen * markiert.....	74
Abbildung 4.10:	Fotografien der magnetischen Messplätze: Epstein-Rahmen links und Einzelzahnmessplatz rechts .....	78
Abbildung 4.11:	Schematische Darstellung des Einzelzahnmessplatzes, [S6] .....	79
Abbildung 4.12:	Zeitverläufe der Flüsse drei ausgewählter Arbeitspunkte, [E6], [E7], [S7] (a) Leerlauf (b) Nennpunkt (c) maximales Drehmoment bei maximaler Drehzahl.....	80
Abbildung 4.13:	Einfluss der Wicklungsverschaltung auf die auftretenden Flussverläufe im Zahnfuß der Maschine. ....	81
Abbildung 4.14:	Charakteristika der Flüsse im Einzelzahn, [E7], [S7].....	82
Abbildung 4.15:	Ergebnisse der Zahnverlustbestimmung: Zahnverluste Referenzmessung (a) und Jochverlustfaktor (b) .....	88
Abbildung 4.16:	Ergebnisse der Zahnverlustbestimmung: absolute (a) und relative Modellabweichung (b) des Referenzzahns.....	89
Abbildung 4.17:	Ergebnisse der Zahnverlustbestimmung: Zahnverluste Referenzmessung (a) und Zahnverluste Zahnprobe 1 (b) .....	91
Abbildung 4.18:	Ergebnisse der Zahnverlustbestimmung: absolute (a) und relative Modellabweichung (b) von Probezahn 1 .....	92
Abbildung 4.19:	Ergebnisse der Zahnverlustbestimmung: relative Modellabweichung unter Einfluss harmonischer Anteile im Fluss für $f = 333$ Hz und $f = 1000$ Hz.....	93
Abbildung 4.20:	Messergebnis Epstein-Rahmen-Messung des Rotor- und Statormaterials mit zugehörigem Fit nach Bertotti für 20, 100, 400 und 1000 Hz. Sterne markieren gemessene Werte, durchgezogene Linien das Fitting-Ergebnis. ....	94

Abbildung 4.21: Vergleich der spezifischen Verluste des Statormaterials anhand der ermittelten Bertotti-Parameter für 20, 100, 400 und 1000 Hz. Sterne markieren gemessene Werte, durchgezogene Linien das Fitting-Ergebnis..... 95

Abbildung 4.22: Foto und schematische Darstellung des Verschaltungskonzeptes zur Messung der Nullströme im Betrieb ..... 100

Abbildung 4.23: links: Schaltschrank mit Netzeinspeisung, Tiefsetzsteller und Drehstrombrücken zur Maschinenversorgung (Foto: Jan Richter), rechts: Schaltschrank des MMPMC (Foto: Alexander Schmitt)..... 102

Abbildung 4.24: Blockschaltbild Prüfstandselektronik mit leistungselektronischen und signalverarbeitungstechnischen Komponenten sowie der Messwerterfassung. .... 105

Abbildung 4.25: Flussverkettungskennfelder des Prüflingsmotors in d und q Richtung bei  $n = 400$  1min,  $\theta_{WK} = 40^\circ C\theta_{WK}$  und  $\theta_{PM} \approx 30^\circ C$ ..... 106

Abbildung 4.26: Ersatzschaltbild einer Phase des Modularen Multiphasen Multilevelumrichters, [167]..... 108

Abbildung 4.27: Realisierbare Schaltzustände und beispielhafter Ausgangsspannungszeitverlauf  $u_U, ZK -$  für MMPMC (rot) und DBS (blau)..... 109

Abbildung 4.28: Strangstrom und Nullstrom für  $i_d, i_q = -22, -108$  A,  $n = 500$  1min bei Speisung mit Drehstrombrücke (blau) und sinusförmiger Speisung (rot)..... 109

Abbildung 4.29: Vergleich des Regelverhaltens bei  $i_d, i_q = -22, -108$  A,  $n = 500$  1min bei Speisung mit DBS ohne winkelabhängigen I-Anteil (Bezeichnung DBS), mit DBS und winkelabhängigen I-Anteil (Bezeichnung DBS,rep.-ctrl.) und sinusförmiger Speisung mit winkelabhängigen I-Anteil (Bezeichnung sin,rep.-ctrl.)..... 110

Abbildung 4.30:	Leiterstrom $i_U$ , Nullstrom $i_0$ und Strangstrom $i_{UV}$ bei $i_d, i_q = -22, -108 \text{ A}$ , $n = 500 \text{ 1min}$ .....	112
Abbildung 5.1:	berechnete Verlustkennwerte der Stromverdrängung.....	118
Abbildung 5.2:	berechnete Nullströme .....	119
Abbildung 5.3:	berechnete Verluste im Magnetkreis, links ERM, rechts EZM .....	120
Abbildung 5.4:	Reibmomente und Verlustanteile im Leerlauf.....	122
Abbildung 5.5:	Gesamtverluste und Kupferverluste des Prüflings.....	124
Abbildung 5.6:	Stromverdrängungsverluste und Verluste im Magnetkreis .....	125
Abbildung 5.7:	Nullstromeffektivwert und Kupferverluste durch Nullstrom.....	127
Abbildung 5.8:	Nullstromeffektivwert und Anteil der Nullstromverluste an den Kupferverlusten für $i_d, i_q = -249, 65 \text{ A}$ .....	128
Abbildung 5.9:	Harmonischer Anteil elektrischer Leistung und Kupferverluste .....	131
Abbildung 5.10:	(a) - (c): Verluste im Magnetkreis bei sinusförmiger Speisung (d): einzelne Frequenzanteile der elektrischen Leistung bei $i_d = -65 \text{ A}$ , $i_q =$ $-237 \text{ A}$ und $n = 500 \text{ 1min}$ .....	133
Abbildung 6.1:	Absolute Abweichung zwischen Messung und Berechnung der Magnetkreisverluste.....	139
Abbildung 6.2:	Relative Abweichung zwischen Messung und Berechnung der Magnetkreisverluste.....	140
Abbildung 6.3:	Mittelwert der Stromüberschwingungen aller drei Phasen bei Umrichterspeisung in A .....	141
Abbildung 6.4:	Mittelwert der Stromüberschwingungen aller drei Phasen bei sinusförmiger Speisung in A.....	141
Abbildung 6.5:	Leerlaufverluste im Magnetkreis .....	143
Abbildung 7.1:	Empfohlenes Vorgehen für einen erweiterten Entwurfsprozess bei elektrischen Maschinen.....	149



# Tabellenverzeichnis

Tabelle 4.1:	Kenndaten der verwendeten Maschinen .....	62
Tabelle 4.2:	Windungszahlen Einzelzahnmessplatz .....	84
Tabelle 4.3:	Bertottikoeffizienten und Korrelationskoeffizienten aus der Einzelzahnmessung für Referenzzahn und fünf Probekörper. Die Koeffizienten sind jeweils auf die dritte Stelle gerundet.....	92
Tabelle 4.4:	Messgenauigkeiten der einzelnen Messgeräte und des Leistungsmessgerätes bei einem Messwert $x^*$ : Werte nach Kalibrierung der Messmittel.....	113
Tabelle 4.5:	Bewertung der Berechnungs- und Messmethoden zur Verlustcharakterisierung .....	115
Tabelle 6.1:	Mittlere Abweichung gemessener und berechneter Magnetkreisverluste .....	138



# Literaturverzeichnis

## Eigene Veröffentlichungen

- [E1] P. Breining, C. Rollbühler, L. Sjöberg und M. Doppelbauer, "Magnetic Characterization of Stator Segments made of Soft Magnetic Composites" in: *Proc. XXIV International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 23. - 26. Aug. 2020, S. 2307–2313.
- [E2] S. Decker, C. Rollbühler, F. Rehm, M. Brodatzki, A. Oerder, A. Liske, J. Kolb und M. Braun, "Dq0-modelling and parametrization approaches for small delta connected permanent magnet synchronous machines" in: *Proc. 10th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 14. - 16. Dez. 2020.
- [E3] S. Decker, S. Foitzik, F. Rehm, M. Brodatzki, C. Rollbühler, J. Kolb und M. Braun, "DQ0 Modelling and Parameterization of small Delta connected PM Synchronous Machines" in: *Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 23. - 26. Aug. 2020, S. 144–150.
- [E4] C. Rollbühler, L. Stefanski, S. Gretzinger, J. Kolb, M. Hiller und M. Doppelbauer, "Measurement of inverter caused losses in permanent magnet synchronous machines using a modular multiphase multilevel converter" in: *Proc. ICPE 2019-ECCE Asia*, 27. - 30. Mai 2019.
- [E5] C. Rollbühler, S. Peukert, D. Fritz, J.-F. Heyd, J. Kolb und M. Doppelbauer, "Investigations on the Experimental Identification of AC-Copper Losses in Permanent Magnet Synchronous Machines using a Motor Sub-Assembly" in: *Proc. 45th Annual Conference*

- of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 14. - 17. Okt. 2019, S. 1150–1156.
- [E6] C. Rollbühler, P. Breining, J. Kolb und M. Doppelbauer, "Realitätsnahe Bestimmung der Eisenverluste einer elektrischen Maschine mit Einzelzähnen", *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik* (137), 2020, doi:10.1007/s00502-020-00801-0.
- [E7] C. Rollbühler, P. Breining, D. Pollak, J. Kolb und M. Doppelbauer, "Determination and emulation of motor-like flux conditions for loss characterization by means of a single tooth geometry" in: *Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 23. - 26. Aug. 2020, S. 812–818.
- [E8] A. Schmitt, M. Gommeringer, C. Rollbühler, P. Pomnitz und M. Braun, "A novel modulation scheme for a modular multiphase multilevel converter in a power hardware-in-the-loop emulation system" in: *Proc. 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 09. - 12. Nov. 2015, S. 1276–1281.
- [E9] M. Schnarrenberger, L. Stefanski, C. Rollbühler, D. Bräckle und M. Braun, "A 50 kW Power Hardware-in-the-Loop Test Bench for Permanent Magnet Synchronous Machines based on a Modular Multilevel Converter" in: *Proc. 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, 17. - 21. Sept. 2018.
- [E10] D. Bernet, C. Rollbühler, R. Schwendemann, L. Stefanski, P. Winzer und M. Hiller, "Dreiphasiger Hybridumrichter", Patentanmeldung, DE 10 2018 101 679 A1.
- [E11] L. Stefanski, D. Bernet, M. Schnarrenberger, C. Rollbühler, A. Liske und M. Hiller, "Cascaded H-Bridge based Parallel Hybrid Converter — A novel Topology for perfectly sinusoidal high power Voltage Sources" in: *Proc. 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 14. - 17. Okt. 2019, S. 1639–1646.
- [E12] D. Bernet, L. Stefanski, R. Schwendemann, C. Rollbühler und M. Hiller, "Grid-Connected Voltage Source Converters with integrated Multilevel-Based Active Filters" in: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 23. - 27. Sept. 2018, S. 127–134.



## Betreute studentische Arbeiten

- [S1] J. Gantenbein, "Modellbildung einer im Dreieck geschalteten permanentmagneterregten Synchronmaschine im dq0-Koordinatensystem", Masterarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2019.
- [S2] R. Nowak, "Parametermessung und Modellbildung der Stromoberschwingungen von elektrischen Maschinen mit Hilfe eines Repetitive Control Algorithmus", Masterarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2017.
- [S3] D. Juric, "Erweiterung und Parametrierung eines Preisach-Modells zur Charakterisierung der magnetischen Hysterese", Bachelorarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2017.
- [S4] D. Fritz, "Aufbau eines Messplatzes zur Charakterisierung von Stromverdrängungseffekten in elektrischen Maschinen", Masterarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2018.
- [S5] S. Peukert, "Aufbau und Inbetriebnahme eines Prüfstandes zur Charakterisierung von Stromverdrängungseffekten in elektrischen Maschinen", Masterarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2019.
- [S6] T. Feldhoffer, "Simulation der Flussverläufe in einer Einzelzahngeometrie unter Berücksichtigung von rotierenden Feldern und Harmonischen", Bachelorarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2019.
- [S7] D. Pollak, "Bestimmung der Ummagnetisierungsverluste einer Einzelzahngeometrie unter Berücksichtigung von rotierenden Feldern und Fertigungsverfahren", Masterarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2018.
- [S8] T. Zhang, "Measurement of the iron losses of a single tooth geometry considering rotating fields and harmonics", Masterarbeit

- (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2019.
- [S9] C. Gauges, "Modellierung der Eisenverluste einer Einzelzahngeometrie unter Berücksichtigung von rotierenden Feldern und Harmonischen", Masterarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2020.
- [S10] S. Gretzinger, "Auswirkungen der Speisespannungsqualität auf die Parameteridentifikation von permanentmagneterregten Synchronmaschinen", Masterarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2018.
- [S11] Q. Li, "Entwicklung, Implementierung und Validierung eines Temperaturmodells für permanenterregte Synchronmaschinen", Masterarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2017.
- [S12] E. P. C. Kieru, "Simulation und Auslegung eines aktiven Filters zur Kompensation von Harmonischen im Strom", Bachelorarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2016.
- [S13] F. Färber, "Aufbau und Inbetriebnahme eines universellen Umrichterschrankes zur Vermessung von elektrischen Maschinen", Bachelorarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2016.
- [S14] O. Ernst, "Simulation und Analyse der aufgrund des Verschaltungskonzeptes resultierenden Kreisströme einer parallelverzweigten PMSM", Masterarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2019.
- [S15] C. R. Üstbas, "Ermittlung der Rotortemperatur einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mittels Beobachter basierend auf elektrischen Größen", Masterarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2019.
- [S16] T. Chernev, "Energieoptimale Regelung für Permanentmagneterregte Synchronmaschinen mit variablem

Fluss", Masterarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2020.

## Fremdliteratur

- [1] Daimler AG, "Der EQS. Das erste Elektrofahrzeug der Luxusklasse", (abgerufen am 4 Januar 2022), [Online]. verfügbar unter: <https://www.daimler.com/produkte/pkw/mercedes-benz/eqs-2021.html>.
- [2] NIO, "NIO et7", ready for tomorrow", (abgerufen am 3 Januar 2022), [Online]. verfügbar unter: [https://www.nio.com/de\\_DE/et7?noredirect=](https://www.nio.com/de_DE/et7?noredirect=).
- [3] Kraftfahrt-Bundesamt, "Fahrzeugzulassungen (FZ), Neuzulassungen von Kraftfahrzeugen nach Umwelt-Merkmalen, Jahr 2021, FZ 14", (abgerufen am 30.06.22), [Online]. verfügbar unter: [https://www.kba.de/SharedDocs/Downloads/DE/Statistik/Fahrzeuge/FZ14/fz14\\_2021\\_pdf.pdf?\\_\\_blob=publicationFile&v=7](https://www.kba.de/SharedDocs/Downloads/DE/Statistik/Fahrzeuge/FZ14/fz14_2021_pdf.pdf?__blob=publicationFile&v=7).
- [4] ADAC, "Kostenvergleich e-Fahrzeuge + Plug-In Hybride gegen Benziner und Diesel", (abgerufen am 09.06.21), [Online]. verfügbar unter: [https://assets.adac.de/image/upload/v1617875633/ADAC-eV/KOR/Text/PDF/E-AutosVergleich\\_zh4t1e.pdf](https://assets.adac.de/image/upload/v1617875633/ADAC-eV/KOR/Text/PDF/E-AutosVergleich_zh4t1e.pdf).
- [5] Europäische Union, "Entscheidung Nr. 1753/2000/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 22. Juni 2000 zur Einrichtung eines Systems zur Überwachung der durchschnittlichen spezifischen CO<sub>2</sub>-Emissionen neuer Personenkraftwagen", (abgerufen am 20 Mai 2021), [Online]. verfügbar unter: <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/DE/TXT/HTML/?uri=CELEX:32000D1753&qid=1568212325131&from=DE>.
- [6] Europäische Union, "Verordnung Nr. 443/2009 des europäischen Parlaments und des Rates vom 23. April 2009 zur Festsetzung von Emissionsnormen für neue Personenkraftwagen im Rahmen des Gesamtkonzepts der Gemeinschaft zur Verringerung der CO<sub>2</sub>-Emissionen von Personenkraftwagen und leichten Nutzfahrzeugen", (abgerufen am 20 Mai 2021), [Online].

- verfügbar unter: <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/DE/TXT/PDF/?uri=CELEX:32009R0443>.
- [7] Bundesrepublik Deutschland, "Gesetz über einen nationalen Zertifikatehandel für Brennstoffemissionen (Brennstoffemissionshandelsgesetz - BEHG)", (abgerufen am 20 Mai 2021), [Online]. verfügbar unter: <http://www.gesetze-im-internet.de/behg/>.
- [8] UNFCCC, "Das Protokoll von Kyoto zum Rahmenübereinkommen der Vereinten Nationen über Klimaänderungen", (abgerufen am 20 Mai 2021), [Online]. verfügbar unter: <https://unfccc.int/resource/docs/convkp/kpger.pdf>.
- [9] UNFCCC, "Übereinkommen von Paris", (abgerufen am 20 Mai 2021), [Online]. verfügbar unter: [https://www.bmu.de/fileadmin/Daten\\_BMU/Download\\_PDF/Klimaschutz/paris\\_abkommen\\_bf.pdf](https://www.bmu.de/fileadmin/Daten_BMU/Download_PDF/Klimaschutz/paris_abkommen_bf.pdf).
- [10] National Oceanic and Atmospheric Administration, "Annual 2021 Global Climate Report", (abgerufen am 30 Juni 2022), [Online]. verfügbar unter: <https://www.nci.noaa.gov/access/monitoring/monthly-report/global/202113#gttemp>.
- [11] Europäische Kommission, "Folgen des Klimawandels", (abgerufen am 20 Mai 2021), [Online]. verfügbar unter: [https://ec.europa.eu/clima/change/consequences\\_de](https://ec.europa.eu/clima/change/consequences_de).
- [12] M. Wietschel, M. Kühnbach und D. Rüdiger, "Die aktuelle Treibhausgasemissionsbilanz von Elektrofahrzeugen in Deutschland", (abgerufen am 21 Mai 2021), [Online]. verfügbar unter: [https://www.isi.fraunhofer.de/content/dam/isi/dokumente/sustainability-innovation/2019/WP02-2019\\_Treibhausgasemissionsbilanz\\_von\\_Fahrzeugen.pdf](https://www.isi.fraunhofer.de/content/dam/isi/dokumente/sustainability-innovation/2019/WP02-2019_Treibhausgasemissionsbilanz_von_Fahrzeugen.pdf).
- [13] A. Hoekstra und M. Steinbuch, "Comparing the lifetime green house gas emissions of electric cars with the emissions of cars using gasoline or diesel", (abgerufen am 21 Mai 2021), [Online]. verfügbar unter: [https://www.oliver-krischer.eu/wp-content/uploads/2020/08/English\\_Studie.pdf](https://www.oliver-krischer.eu/wp-content/uploads/2020/08/English_Studie.pdf).
- [14] H. Helms, C. Kämper, K. Biemann, U. Lambrecht, J. Jöhrens und K. Meyer, "Klimabilanz von Elektroautos", (abgerufen am 21 Mai

- 2021), [Online]. verfügbar unter: [https://www.agora-verkehrswende.de/fileadmin/Projekte/2018/Klimabilanz\\_von\\_Elektroautos/Agora-Verkehrswende\\_22\\_Klimabilanz-von-Elektroautos\\_WEB.pdf](https://www.agora-verkehrswende.de/fileadmin/Projekte/2018/Klimabilanz_von_Elektroautos/Agora-Verkehrswende_22_Klimabilanz-von-Elektroautos_WEB.pdf).
- [15] Wissenschaftliche Dienste des deutschen Bundestages, "Dokumentation - Verbot von Verbrennungsmotoren in Europa", (abgerufen am 20 Mai 2021), [Online]. verfügbar unter: <https://www.bundestag.de/resource/blob/651454/e949b6b43bd9b5ac738510e556e611e6/WD-8-048-19-pdf-data.pdf>.
- [16] T. Seibt, T. Harloff, U. Baumann und G. Hebermehl, "Verbot von Diesel- und Benziner-Autos", (abgerufen am 20 Mai 2021), [Online]. verfügbar unter: <https://www.auto-motor-und-sport.de/verkehr/verbrenner-aus-immer-mehr-verbote-zukunft-elektroauto/>.
- [17] F. S.-L. Blanc, J. Fleischer und J. Hagedorn, "Flexible Needle Winding Approaches for Distributed Stator Windings, 2016.
- [18] M. Schiefer, "Indirekte Wicklungskühlung hochausgenutzter permanenterregter Synchronmaschinen mit Zahnspulenwicklung", Dissertation, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2017.
- [19] M. Boxriker, "Höhere Ausnutzung mehrphasiger Synchronmaschinen durch Spulen- und Polpaarzahlumschaltung", Dissertation, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2020.
- [20] D. Keller, M. Kuenzler, A. Karayel, Q. Werner und N. Parspour, "Potential of Dual Three-Phase PMSM in High Performance Automotive Powertrains" in: *Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 23. - 26. Aug. 2020, S. 1800–1806.
- [21] A. Langheck, S. Reuter, O. Saburow, R. Maertens, F. Wittemann, L. F. Berg und M. Doppelbauer, "Evaluation of an Integral Injection Molded Housing for High Power Density Synchronous Machines with Concentrated Single-Tooth Winding" in: *Proc. 8th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 4. - 5. Dez. 2018, S. 1–6.
- [22] M. Schmid, J. Terfurth, K. Kaiser und N. Parspour, "Electromagnetic Design of Electrical Machines - New Potentials of Additive Manufacturing with the Example of the Transverse

- Flux Machine" in: *Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 5. - 8. Sept. 2022, S. 1491–1497.
- [23] M. Veigel, "Neues Messverfahren zur Bestimmung der fertigungsabhängigen Eisenverluste von Stator-Einzelzahnblechpaketen in Synchronmaschinen", Dissertation, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2017.
- [24] B. Zhang, "Modellierung und hocheffiziente Berechnung der lastabhängigen Eisenverluste in permanentmagneterregten Synchronmaschinen", Dissertation, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2019.
- [25] D. Schmidt, F. Henrotte und K. Hameyer, "Improved iron loss prediction by a modified Bertotti-loss-equation" in: *Proc. 20th international conference on Soft magnetic materials*, 18-22 Sept. 2011.
- [26] S. Jacobs, D. Hectors, F. Henrotte, M. Hafner, M. H. Gracia, K. Hameyer und P. Goes, "Magnetic material optimization for hybrid vehicle PMSM drives", *WEVJ* (4), 2009, S. 875–83, doi:10.3390/wevj3040875.
- [27] D. Eggers, S. Steentjes und K. Hameyer, "Advanced Iron-Loss Estimation for Nonlinear Material Behavior", *IEEE Trans. Magn.* (11), 2012, S. 3021–4, doi:10.1109/TMAG.2012.2208944.
- [28] N. Leuning, S. Elfgen, H. A. Weiss, W. Volk und K. Hameyer, "Der Einfluss des Schneidens von Elektroblechlamellen und die geeignete numerische Modellierung", *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik* (2), 2019, S. 184–94.
- [29] Z. Gmyrek, A. Cavagnino und L. Ferraris, "Estimation of magnetic properties and damaged area width due to punching process" in: *Proc. XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2. - 5. Sept. 2012, S. 1301–1308.
- [30] L. Vandenbossche, S. Jacobs, X. Jannot, M. McClelland, J. Saint-Michel und E. Attrazic, "Iron loss modelling which includes the impact of punching, applied to high-efficiency induction machines" in: *Proc. 3rd International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 29. - 30. Okt. 2013.
- [31] R. Sundaria, D. G. Nair, A. Lehtikoinen, A. Arkkio und A. Belahcen, "Effect of Laser Cutting on Core Losses in Electrical

- Machines—Measurements and Modeling", *IEEE Trans. Ind. Electron.* (9), 2020, S. 7354–63, doi:10.1109/TIE.2019.2942564.
- [32] S. Elfgen, S. Steentjes, S. Bohmer, D. Franck und K. Hameyer, "Influences of Material Degradation Due to Laser Cutting on the Operating Behavior of PMSM Using a Continuous Local Material Model", *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* (3), 2017, S. 1978–84, doi:10.1109/TIA.2017.2665338.
- [33] L. Chang, T. M. Jahns und R. Blissenbach, "Characterization and Modeling of Soft Magnetic Materials for Improved Estimation of PWM-Induced Iron Loss", *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* (1), 2020, S. 287–300, doi:10.1109/TIA.2019.2955055.
- [34] P. Mellor, R. Wrobel und N. McNeill, "Investigation of Proximity Losses in a High Speed Brushless Permanent Magnet Motor" in: *Proc. IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, 2. - 6. Okt. 2016, S. 1514–1518.
- [35] P. Mellor, R. Wrobel, D. Salt und A. Griffio, "Experimental and analytical determination of proximity losses in a high-speed PM machine" in: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE*, 15-19 Sept. 2013, S. 3504–3511.
- [36] R. Wrobel, D. E. Salt, A. Griffio, N. Simpson und P. H. Mellor, "Derivation and Scaling of AC Copper Loss in Thermal Modeling of Electrical Machines", *IEEE Trans. Ind. Electron.* (8), 2014, S. 4412–20, doi:10.1109/TIE.2013.2266088.
- [37] J. Godbehere, A. Hopkins, D. Drury und P. Mellor, "Sub-assembly experiments to determine PWM supply-induced losses in electric machines" in: *Proc. 9th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 17. - 19. April 2018, S. 4195–4199.
- [38] C. Junginger, "Untersuchung der Stromverdrängung im Ständer hoch ausgenutzter elektrischer Maschinen", Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2017.
- [39] W. L. Soong und T. J. E. Miller, "Theoretical limitations to the field-weakening performance of the five classes of brushless synchronous AC motor drive" in: *Proc. Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives*, 8. -10. Sept. 1993, S. 127–132.

- [40] W. L. Soong, "Design and modelling of axially-laminated interior permanent magnet motor drives for field-weakening applications", Dissertation, University of Glasgow", Glasgow, 1993.
- [41] M. Doppelbauer, "Grundlagen der Elektromobilität", Technik, Praxis, Energie und Umwelt", Wiesbaden: Springer Fachmedien, 2020.
- [42] M. Schiefer und M. Doppelbauer, "Indirect slot cooling for high-power-density machines with concentrated winding" in: *Proc. International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 10. - 13. Mai 2015, S. 1820–1825.
- [43] J. Richter, "Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen", Dissertation, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2016.
- [44] D. Schröder, "Elektrische Antriebe", Grundlagen", Berlin: Springer, 2009.
- [45] E. Clarke, "Problems solved by modified symmetrical components" in: *General Electric Review*, 488-494 und 545-549.
- [46] E. Clarke, "Circuit Analysis of A-C Power Systems", Volume 1: Symmetrical and Related Components", New York: Wiley, 1943.
- [47] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I", *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.* (3), 1929, S. 716–27.
- [48] R. H. Park und B. L. Robertson, "The Reactances of Synchronous Machines", *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.* (2), 1928, S. 514–35.
- [49] M. Brodatzki, "Bewertung des lagegeberlosen Betriebs von Antriebssystemen mit permanentmagneterregten Synchronmaschinen", Dissertation, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, (nocht nicht veröffentlicht).
- [50] A. Binder, "Elektrische Maschinen und Antriebe", Berlin: Springer Vieweg, 2018.
- [51] C. Dinca und U. Schäfer, "Circulating currents of delta connected fractional slot machines for mass production", *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik* (1), 2015, S. 68–74, doi:10.1007/s00502-015-0281-x.



- [52] F. J. T. E. Ferreira, J. Alberto, A. M. Silva und A. T. de Almeida, "Saturation-Related Losses in Induction Motors for Star and Delta Connection Modes" in: *Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 23. - 26. Aug. 2020, S. 1586–1593.
- [53] F. Rehm, P. Breining, S. Decker, J. Kolb und M. Hiller, "Loss Comparison of Small Delta- and Star-Connected Permanent Magnet Synchronous Machines" in: *Proc. 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 14. - 17. Okt. 2019, S. 1171–1176.
- [54] B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler und M. Trlep, "Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor", *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* (5), 2003, S. 1264–71, doi:10.1109/TIA.2003.816538.
- [55] J. Richter, A. Dollinger und M. Doppelbauer, "Iron loss and parameter measurement of permanent magnet synchronous machines" in: *Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2. - 5. Sept., S. 1635–1641.
- [56] S. Decker, "Modellbildung und Parameteridentifikation von permanentmagneterregten Synchronmaschinen kleiner Leistung in Dreieckschaltung", Dissertation, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2021.
- [57] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky und T. Reimann, "Applikationshandbuch Leistungshalbleiter", Ilmenau: ISLE, 2010.
- [58] A. Mashaly und U. Häußler, "SiC, GaN und Si in der Elektromobilität: Verdrängung oder Koexistenz?", (abgerufen am 26 Mai 2021), [Online]. verfügbar unter: <https://www.elektroniknet.de/halbleiter/leistungshalbleiter/verdraengung-oder-koexistenz.178378.html>.
- [59] C. Hammerschmidt, "Leistungshalbleiter in der Automobilbranche", (abgerufen am 26 Mai 2021), [Online]. verfügbar unter: <https://www.all-electronics.de/automotive-transportation/leistungshalbleiter-automobilbranche.html>.
- [60] D. Schröder, "Leistungselektronische Schaltungen", Funktion, Auslegung und Anwendung", Berlin, Heidelberg: Springer, 2012.

- [61] J. Ou, "Improving high-speed electrical machines by amorphous metals", Dissertation, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2019.
- [62] T. Gemassmer, "Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten", Dissertation, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2015.
- [63] T. Gemassmer, C. Klöffler, M. Veigel, M. Doppelbauer und M. Braun, "Charakterisierung und Regelung hoch ausgenutzter permanentmagneterreger Synchronmaschinen für den Einsatz in Traktionsantrieben", *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik* (2), 2016, S. 136–41, doi:10.1007/s00502-016-0398-6.
- [64] T. Gemassmer, J. Richter, M. Schnarrenberger und M. Braun, "High Dynamic Rotor Oriented Current Control for Permanent Magnet Synchronous Machines with Saturation Characteristics" in: *Proc. PCIM Europe*, 20. - 22. Mai 2014.
- [65] J. Richter, T. Gemassmer und M. Doppelbauer, "Predictive current control of saturated cross-coupled permanent magnet synchronous machines" in: *Proceedings of International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, S. 830–835.
- [66] J. Richter, T. Lannert, T. Gemassmer und M. Doppelbauer, "Mitigation of Current Harmonics in Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Machines with Nonlinear Magnetics" in: *Proceedings of PCIM Europe*, 19. - 21. Mai.
- [67] D. Schröder, "Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen", Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2009.
- [68] S. Decker, M. Brodatzki, B. Bachowsky, B. Schmitz-Rode, A. Liske, M. Braun und M. Hiller, "Predictive Trajectory Control with Online MTPA Calculation and Minimization of the Inner Torque Ripple for Permanent-Magnet Synchronous Machines", *mdpi energies* (20), 2020, S. 5327, doi:10.3390/en13205327.
- [69] B. Assaad, K. Mikati, T. V. Tran und E. Negre, "Experimental Study of Oil Cooled Induction Motor for Hybrid and Electric Vehicles" in: *Proc. XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 03. - 06. Sept. 2018, S. 1195–1200.

- [70] P. Ponomarev, M. Polikarpova und J. Pyrhonen, "Thermal modeling of directly-oil-cooled permanent magnet synchronous machine" in: *Proc. XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2. - 5. Sept. 2012, S. 1882–1887.
- [71] R. Grune, "Verlustoptimaler Betrieb einer elektrisch erregten Synchronmaschine für den Einsatz in Elektrofahrzeugen, 2013.
- [72] J. Saari, "Thermal analysis of high speed induction machines", Dissertation, Laboratory of Electromechanics, Helsinki University of Technology", Helsinki, 1998.
- [73] L. A. Dorfman, "Hydrodynamic Resistance and Heat Loss of Rotating Solids", Edinburgh, Vereinigtes Königreich: Oliver & Boyd, 1963.
- [74] T. Lu, "Weiterentwicklung von hochtourigen permanenterregten Drehstromantrieben mit Hilfe von Finite-Elemente-Berechnungen und experimentellen Untersuchungen", Dissertation, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt", Darmstadt, 2004.
- [75] F. Hoffmann, D. Silys und M. Doppelbauer, "Transient Thermal Model for Ball Bearings in Electrical Machines" in: *Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 23. - 26. Aug. 2020, S. 1018–1024.
- [76] G. Müller, K. Vogt und B. Ponick, "Berechnung elektrischer Maschinen", Weinheim: Wiley-VCH, 2011.
- [77] Schaeffler, "BEARINX-online, [Online]. verfügbar unter: <https://www.schaeffler.de/content.schaeffler.de/de/produkte-und-loesungen/industrie/berechnung-und-beratung/berechnung/index.jsp>.
- [78] SKF, "Wälzlager", (abgerufen am 20 Mai 2021), [Online]. verfügbar unter: [https://www.skf.com/binaries/pub41/Images/0901d1968035fe76-Waelzlager---10000\\_2-DE\\_tcm\\_41-121486.pdf](https://www.skf.com/binaries/pub41/Images/0901d1968035fe76-Waelzlager---10000_2-DE_tcm_41-121486.pdf).
- [79] B. Deusinger, M. Lehr und A. Binder, "Determination of efficiency of permanent magnet synchronous machines from summation of losses" in: *Proc. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 18. - 20. Juni 2014, S. 619–624.

- [80] K. Kiyota, T. Kakishima und A. Chiba, "Estimation and comparison of the windage loss of a 60 kW Switched Reluctance Motor for hybrid electric vehicles" in: *Proc. International Power Electronics Conference IPEC - ECCE ASIA*, 18. - 21. Mai 2014, S. 3513–3518.
- [81] P. Winzer, "Steigerung von Drehmoment und Wirkungsgrad bei Synchronmaschinen durch Nutzung der magnetischen Asymmetrie", Dissertation, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2017.
- [82] D. Zhang, F. Wang und X. Kong, "Air friction loss calculation of high speed permanent magnet machines" in: *Proc. International Conference on Electrical Machines and Systems*, 17. - 20. Okt. 2008, S. 320–323.
- [83] Z. Huang, J. Fang, X. Liu und B. Han, "Loss Calculation and Thermal Analysis of Rotors supported by Active Magnetic Bearings for High-speed Permanent Magnet Electrical Machines", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2015, S. 2027–35, doi:10.1109/TIE.2015.2500188.
- [84] M. Greule, "Frequenzabhängige Verluste einer hochdrehenden geschalteten Reluktanzmaschine", Dissertation, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2018.
- [85] B. Deusinger, "Indirect Efficiency Determination and Parameter Identification of Permanent-Magnet Synchronous Machines", Dissertation, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt", Darmstadt, 2020.
- [86] E. Ivers-Tiffée und W. Münch, "Werkstoffe der Elektrotechnik", Wiesbaden: Teubner, 2007.
- [87] K. Küpfmüller und G. Kohn, "Theoretische Elektrotechnik und Elektronik", Eine Einführung", Berlin, Heidelberg: Springer, 1993.
- [88] F. Endert, T. Heidrich, U. Schwalbe, T. Szalai und S. D. Ivanov, "Effects of current displacement in a PMSM traction drive with single turn coils" in: *Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 12. - 15. Mai 2013, S. 160–165.
- [89] W. Mathis und A. Reibinger, "Küpfmüller Theoretische Elektrotechnik", Elektromagnetische Felder, Schaltungen und elektronische Bauelemente", Berlin: Springer Vieweg, 2017.

- [90] S. Iwasaki, R. P. Deodhar, Yong Liu, A. Pride, Z. Q. Zhu und J. J. Bremner, "Influence of PWM on the Proximity Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines" in: *Proc. International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 10. - 13. Mai 2015, S. 1359–1367.
- [91] F. Briz, M. W. Degner, P. G. Fernandez und A. B. Diez, "Rotor and flux position estimation in delta-connected AC Machines using the zero-sequence carrier-signal current", *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* (2), 2006, S. 495–503, doi:10.1109/TIA.2006.870046.
- [92] C. S. Staines, C. Caruana, G. M. Asher und M. Sumner, "Sensorless control of induction Machines at zero and low frequency using zero sequence currents", *IEEE Trans. Ind. Electron.* (1), 2006, S. 195–206, doi:10.1109/TIE.2005.862295.
- [93] B. Dotz und D. Gerling, "Design and Experimental Validation of a Delta Connected 36-Slot 28-Pole Permanent Magnet Machine for Hybrid Traction Applications" in: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 29. Sept. - 03. Okt. 2019, S. 3917–3923.
- [94] H. Schunk, "Stromverdrängung", Strom- u. Feldverdrängung in elektr. Leitern; mit 19 Tab", Heidelberg: Hüthig, 1975.
- [95] M. van der Geest, H. Polinder und J. A. Ferreira, "Influence of PWM switching frequency on the losses in PM machines" in: *Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2. - 5. Sept., S. 1243–1247.
- [96] A. Soualmi, F. Dubas, D. Depernet, A. Randria und C. Espanet, "Study of copper losses in the stator windings and PM eddy-current losses for PM synchronous machines taking into account influence of PWM harmonics" in: *Proc. 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 21. - 24. Okt. 2012.
- [97] P. B. Reddy, Z. Q. Zhu, S.-H. Han und T. M. Jahns, "Strand-level proximity losses in PM machines designed for high-speed operation" in: *Proc. 18th International Conference on Electrical Machines*, 06. - 09. Sept. 2008.
- [98] C. Noerenberg, J. Redlich und B. Ponick, "Novel method for considering AC copper losses in traction motors" in: *Proc.*

- International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 23. - 26. Aug. 2020, S. 947–953.
- [99] R. Wrobel, D. Salt, N. Simpson und P. H. Mellor, "Comparative Study of Copper and Aluminium Conductors – Future Cost Effective PM Machines, 2014, doi:10.1049/iet-tv.50.19171.
- [100] G. Bertotti, "Hysteresis in magnetism", For physicists, materials scientists and engineers", San Diego, California: Academic Press, 1998.
- [101] J. Karthaus, S. Steentjes, N. Leuning und K. Hameyer, "Effect of mechanical stress on different iron loss components up to high frequencies and magnetic flux densities", *COMPEL* (3), 2017, S. 580–92, doi:10.1108/COMPEL-09-2016-0416.
- [102] N. Takahashi, H. Morimoto, Y. Yunoki und D. Miyagi, "Effect of shrink fitting and cutting on iron loss of permanent magnet motor", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* (20), 2008, S. e925-e928, doi:10.1016/j.jmmm.2008.04.170.
- [103] H. Naumoski, A. Maucher und U. Herr, "Investigation of the influence of global stresses and strains on the magnetic properties of electrical steels with varying alloying content and grain size" in: *Proc. 5th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 15. - 16. Sept. 2015.
- [104] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari und M. Pastorelli, "Iron Loss Measurements with Inverter Supply: A First Discussion to Define a Standard Methodology", *IEEE Transactions on Magnetics* (31), 1995, S. 4006–8.
- [105] M. Bali und A. Muetze, "Modeling the Effect of Cutting on the Magnetic Properties of Electrical Steel Sheets", *IEEE Trans. Ind. Electron.* (3), 2017, S. 2547–56, doi:10.1109/TIE.2016.2589920.
- [106] E. Lamprecht, "Der Einfluss der Fertigungsverfahren auf die Wirbelstromverluste von Stator-Einzelzahnblechpaketen für den Einsatz in Hybrid und Elektrofahrzeugen", Dissertation, Fertigungsautomatisierung und Produktionssystematik, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg", Erlangen-Nürnberg, 2014.
- [107] M. Veigel, A. Kramer, G. Lanza und M. Doppelbauer, "Investigation of the impact of production processes on iron losses of laminated stator cores for electric machines" in: *Proc. IEEE*

- Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 18. - 22. Sept. 2016, S. 1–5.
- [108] A. Krings, "Iron losses in electrical machines", Dissertation, Electrical Energy Conversion, KTH School of Electrical Engineering", Stockholm, 2014.
- [109] A. Schoppa, J. Schneider, C.-D. Wuppermann und T. Bakon, "Influence of welding and sticking of laminations on the magnetic properties of non-oriented electrical steels", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2003, S. 367–9, doi:10.1016/S0304-8853(02)00877-6.
- [110] E. Lamprecht, M. Homme und T. Albrecht, "Investigations of eddy current losses in laminated cores due to the impact of various stacking processes" in: *Proc. 2nd International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 15. - 18. Okt. 2012.
- [111] J. R. Hendershot und T. J. E. Miller, "Design of brushless permanent-magnet motors", Venice: Motor Design Books, op. 2010.
- [112] G. Martinek, M. Lanz, G. Schneider und D. Goll, "Determination of AC losses in segmented rare earth permanent magnets", *J. Appl. Phys.* (11), 2020, doi:10.1063/5.0010031.
- [113] J. Pyrhonen, S. Ruoho, J. Nerg, M. Paju, S. Tuominen, H. Kankaanpaa, R. Stern, A. Boglietti und N. Uzhegov, "Hysteresis Losses in Sintered NdFeB Permanent Magnets in Rotating Electrical Machines", *IEEE Trans. Ind. Electron.* (2), 2015, S. 857–65, doi:10.1109/TIE.2014.2354597.
- [114] A. Krings und J. Soulard, "Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines" in: *Proc. Fifth Internatinal Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 25. -28. März 2010.
- [115] C. P. Steinmetz, "On the Law of Hysteresis", *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 1892.
- [116] E. Dlala, M. Solveson, S. Stanton und A. Arkkio, "Improved model for the prediction of core loss in finite element analysis of electric machines" in: *Proc. International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 10. - 13. Mai 2015, S. 340–344.
- [117] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah und H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal

- waveforms using only Steinmetz parameters" in: *Proc. IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, 3. - 4. Juni 2002, S. 36–41.
- [118] T. Yamaguchi und K. Narita, "Rotational power loss in commercial silicon-iron laminations", *Elect. Eng. Jpn.* (4), 1976, S. 15–21, doi:10.1002/eej.4390960403.
- [119] J. Reinert, A. Brockmeyer und R. W. de Doncker, "Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation", *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* (4), 2001, S. 1055–61, doi:10.1109/28.936396.
- [120] F. Preisach, "Über die magnetische Nachwirkung, 1935.
- [121] I. D. Mayergoyz, "Mathematical Models of Hysteresis and their Applications", Burlington: Elsevier, 2003.
- [122] G. Bertotti, "Dynamic generalization of the scalar Preisach model of hysteresis", *IEEE Trans. Magn.* (5), 1992, S. 2599–601, doi:10.1109/20.179569.
- [123] D. C. Jiles und D. L. Atherton, "Theory of ferromagnetic hysteresis (invited)", *J. Appl. Phys.* (6), 1984, S. 2115–20, doi:10.1063/1.333582.
- [124] L. Zhu und C. S. Koh, "A Novel Vector Hysteresis Model Using Anisotropic Vector Play Model Taking Into Account Rotating Magnetic Fields", *IEEE Trans. Magn.* (6), 2017, doi:10.1109/TMAG.2017.2663425.
- [125] M. d'Aquino, C. Serpico, C. Visone und A. A. Adly, "A new vector model of magnetic hysteresis based on a novel class of play hysterons", *IEEE Trans. Magn.* (5), 2003, S. 2537–9, doi:10.1109/TMAG.2003.816469.
- [126] S. Luthardt, S. Schmitz, A. Heitmann und D. Gerling, "Analysis of inverter effects on machine iron losses in a traction drive" in: *Proc. 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 23. - 26. Okt. 2016, S. 1773–1778.
- [127] E. Barbisio, F. Fiorillo und C. Ragusa, "Predicting Loss in Magnetic Steels Under Arbitrary Induction Waveform and With Minor Hysteresis Loops", *IEEE Trans. Magn.* (4), 2004, S. 1810–9, doi:10.1109/TMAG.2004.830510.
- [128] M. Stiller und I. Hahn, "Different Iron Loss Models for Electrical Steel Sheets considering Harmonic Flux Signals" in: *Proc. IEEE*



- 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 12. - 14. Juni 2019, S. 302–307.
- [129] IEC, "Magnetic materials - Part 2: Methods of measurement of the magnetic properties of electrical steel sheet and strip by means of an Epstein frame, IEC 60404-2:1996.
- [130] IEC, "Magnetic materials - Part 3: Methods of measurement of the magnetic properties of electrical steel strip and sheet by means of a single sheet tester, IEC 60404-3: 1992.
- [131] S. Elfgen, A. Ruf, S. Steentjes und K. Hameyer, "Consideration of the manufacturing influence in standardized material characterizations using machine measurements" in: *Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 21. - 24. Mai 2017.
- [132] N. Leuning, S. Elfgen, B. Groschup, G. Bavendiek, S. Steentjes und K. Hameyer, "Advanced Soft- and Hard-Magnetic Material Models for the Numerical Simulation of Electrical Machines", *IEEE Trans. Magn.* (11), 2018, doi:10.1109/TMAG.2018.2865096.
- [133] L. Vandebossche, S. Jacobs, F. Henrotte und K. Hameyer, "Impact of cut edges on magnetization curves and iron losses in e-machines for automotive traction", *WEVJ* (3), 2010, S. 587–96, doi:10.3390/wevj4030587.
- [134] IEC, "Magnetic materials - Part 6: Methods of measurement of the magnetic properties of magnetically soft metallic and powder materials at frequencies in the range 20 Hz to 100 kHz by the use of ring specimens, IEC 60404-6: 2018.
- [135] L. Mierczak, P. Klimczyk, D. Hennies, P. Denke und S. Siebert, "Influence of Manufacturing Processes on Magnetic Properties of Stator Cores" in: *Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 23. - 26. Aug. 2020, S. 901–908.
- [136] R. Ramarotafika, A. Benabou, S. Clenet und J. C. Mipo, "Experimental Characterization of the Iron Losses Variability in Stators of Electrical Machines", *IEEE Trans. Magn.* (4), 2012, S. 1629–32, doi:10.1109/TMAG.2011.2173473.
- [137] A. J. Clerc und A. Muetze, "Measurement of stator core magnetic characteristics" in: *Proc. IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 15. - 18. Mai 2011, S. 1433–1438.

- [138] A. Krings, M. Cossale, J. Soulard, A. Boglietti und A. Cavagnino, "Manufacturing influence on the magnetic properties and iron losses in cobalt-iron stator cores for electrical machines" in: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 14. - 18. Sept. 2014, S. 5595–5601.
- [139] M. Veigel und M. Doppelbauer, "Analytic modelling of magnetic losses in laminated stator cores with consideration of interlamination eddy currents" in: *Proc. XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 4. - 7. Sept. 2016, S. 1339–1344.
- [140] M. Veigel, P. Winzer, J. Richter und M. Doppelbauer, "New FPGA-based and inline-capable measuring method for the identification of magnetic losses in electrical steel" in: *Proc. 5th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 15. - 16. Sept. 2015.
- [141] T. Gerlach, R. Steckel, T. Hubert und A. Kremser, "Eddy current loss analysis in permanent magnets of synchronous machines" in: *Proc. 6th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 30. Nov. - 01. Dez. 2016, S. 246–252.
- [142] N. Yogal, C. Lehrmann und M. Henke, "Eddy Current Loss Measurement of Permanent Magnets Used in Permanent Magnet Synchronous Machines" in: *Proc. IEEE 13th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 9. - 12. Juli 2019.
- [143] IEC, "Magnetic materials - Part 5: Permanent magnet (magnetically hard) materials - Methods of measurement of magnetic properties, IEC 60404-5:2015, 2015.
- [144] A. C. Malloy, R. F. Martinez-Botas und M. Lamperth, "Measurement of Magnet Losses in a Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine", *IEEE Trans. Energy Convers.* (1), 2015, S. 323–30, doi:10.1109/TEC.2014.2353133.
- [145] S. L. Kellner, M. Seilmeier und B. Piepenbreier, "Impact of iron losses on parameter identification of permanent magnet synchronous machines" in: *Proc. 1st International Electric Drives Production Conference*, 28. - 29. Sept. 2011, S. 11–16.
- [146] N. Urasaki, T. Senjyu und U. Katsumi, "A novel calculation method for iron loss resistance suitable in modeling permanent-

- magnet synchronous motors", *IEEE Trans. On Energy Conversion* (1), 2003, S. 41–7, doi:10.1109/TEC.2002.808329.
- [147] L. Chang, T. M. Jahns und R. Blissenbach, "Estimation of PWM - Induced Iron Loss in IPM Machines Incorporating the Impact of Flux Ripple Waveshape and Nonlinear Magnetic Characteristics" in: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 23. - 27- Sept., S. 4956–4963.
- [148] VDE, "Drehende elektrische Maschinen, DIN EN 60034-2-1 (VDE 0530-2-1): 2015-02.
- [149] Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik, "Drehende elektrische Maschinen", Erläuterungen zu IEC 60034 und DIN EN 60034 (VDE 0530)", Berlin: VDE Verlag GmbH, 2020.
- [150] VDE, "Drehende elektrische Maschinen, DIN EN IEC 60034-4-1 VDE 0530-4-1:2019-06, 2019.
- [151] B. Deusinger und A. Binder, "Quantitative Analysis and Finite Element Modeling for Indirect Efficiency Determination of Permanent Magnet Machines" in: *Proc. 10th International Conference on Energy Efficiency in Motor Driven Systems (EEMODS)*, 6. - 8.Sept. 2017, S. 684–703.
- [152] B. Deusinger, "Bestimmung es Wirkungsgrads von permanentmagneterregten Synchronmaschinen im Einzelverlustverfahren", Bericht K311 Treffen, Institut für Elektrische Energiewandlung, Technische Universität Darmstadt", Darmstadt, 2017.
- [153] A. Schmitt, "Neukonzeption, Aufbau und Inbetriebnahme eines Einplatinenstromrichters mit neuer IGBT-Sechspulsbrücke", Diplomarbeit (unveröffentlicht), Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2010.
- [154] T. Becker, R. Herrmann, V. Sandor, D. Schäfer und U. Wellisch, "Stochastische Risikomodellierung und statistische Methoden", Ein anwendungsorientiertes Lehrbuch für Aktuarer", Berlin, Heidelberg: Springer Spektrum, 2016.
- [155] C. Bassi, M. Filippo, D. Giulivo und A. Tassarolo, "Experimental Assessment of Medium-Voltage Induction Motor Performance Under Multilevel PWM Inverter Supply" in: *Proceedings of*

- International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, S. 253–258.
- [156] J. Kolb, F. Kammerer, M. Gommeringer und M. Braun, "Cascaded Control System of the Modular Multilevel Converter for Feeding Variable-Speed Drives", *IEEE Trans. Power Electron.* (1), 2015, S. 349–57, doi:10.1109/TPEL.2014.2299894.
- [157] M. Hiller, D. Krug, R. Sommer und S. Rohner, "A new highly modular medium voltage converter topology for industrial drive applications" in: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 8-10 Sept. 2009.
- [158] J.-J. Jung, H.-J. Lee und S.-K. Sul, "Control Strategy for Improved Dynamic Performance of Variable-Speed Drives With Modular Multilevel Converter", *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.* (2), 2015, S. 371–80, doi:10.1109/JESTPE.2014.2323955.
- [159] A. Antonopoulos, G. Mörée, J. Soulard, L. Ängquist und H.-P. Nee, "Experimental Evaluation of the Impact of Harmonics on Induction Motors Fed by Modular Multilevel Converters" in: *Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2. - 5. Sept., S. 768–775.
- [160] M. Schweizer und J. W. Kolar, "High efficiency drive system with 3-level T-type inverter" in: *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 30 Aug.-1 Sept. 2011.
- [161] W. Tong, Y. Wang, R. Sun, S. Wu und J. Jia, "Simulation and Experimental Study on No-Load Loss Distributions of an IPM Motor Under the Conditions of Both Sinusoidal Supply and Converter Supply", *IEEE Trans. Magn.* (11), 2018, S. 1–6, doi:10.1109/TMAG.2018.2848882.
- [162] D. Anders, "Inbetriebnahme eines Stromrichters mit zwei SkiiP–Drehstrombrücken für einen Motorprüfstand", Studienarbeit (unveröffentlicht), ETI, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2008.
- [163] T. Gemassmer, "Aufbau eines Prüfstands und Parameterbestimmung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine", Diplomarbeit (unveröffentlicht),

- Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2009.
- [164] C. Axtmann, M. Boxriker und M. Braun, "A custom, high-performance real time measurement and control system for arbitrary power electronic systems in academic research and education" in: *Proc. 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, 5-9 Sept. 2016.
- [165] R. Schwendemann, S. Decker, M. Hiller und M. Braun, "A Modular Converter- and Signal-Processing-Platform for Academic Research in the Field of Power Electronics" in: *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, 20-24 May 2018.
- [166] K. Zhou und D. Wang, "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]", *IEEE Trans. Ind. Electron.* (1), 2002, S. 186–96, doi:10.1109/41.982262.
- [167] A. Schmitt, "Hochdynamische Power Hardware-in-the-Loop Emulation hoch ausgenutzter Synchronmaschinen mit einem Modularen-Multiphasen-Multilevel Umrichter", Dissertation, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie", Karlsruhe, 2017.
- [168] Joint Committee for Guides in Metrology, "Evaluation of measurement data — Guide to the expression of uncertainty in measurement", JCGM 100:2008.
- [169] M. Wollensack, "Introduction to METAS UncLib", (abgerufen am 2 August 2022), [Online]. verfügbar unter: [www.metas.ch](http://www.metas.ch).
- [170] N. Yogal, C. Lehrmann und M. Henke, "Determination of the Measurement Uncertainty of Direct and Indirect Efficiency Measurement Methods in Permanent Magnet Synchronous Machines" in: *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 03.09.2018 - 06.09.2018, S. 1149–1156.
- [171] Willfried Schwarz, "Methoden zur Bestimmung der Messunsicherheit nach GUM – Teil 2", *avn - Allgemeine Vermessungsnachrichten* (5), 2020, S. 211–9.

- [172] F. Puente León und U. Kiencke, "Messtechnik", Systemtheorie für Ingenieure und Informatiker", Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2011.
- [173] G. V. Pfingsten, A. Ruf, S. Steentjes, M. Hombitzer, D. Franck und K. H. Rwth, "Operating point resolved loss computation in electrical machines", *Archives of Electrical Engineering* (1), 2016, S. 73–86, doi:10.1515/ae-2016-0006.
- [174] M. Stempfle, Y. Han, J. Woelfle, N. Troester und J. Roth-Stielow, "Influence of Different Switching Frequencies and Modulation Techniques on IPMSM and Inverter Losses Optimizing the Overall Drive Train Efficiency" in: *Proc. PCIM Europe*, 16. - 18. Mai 2017, S. 1830–1834.
- [175] F. Blank und J. Roth-Stielow, "Development and verification of energy-accurate simulation models for permanent magnet synchronous motors in automation systems" in: *Proc. International Power Electronics Conference (IPEC - ECCE ASIA)*, 18. - 21. Mai 2014, S. 264–269.