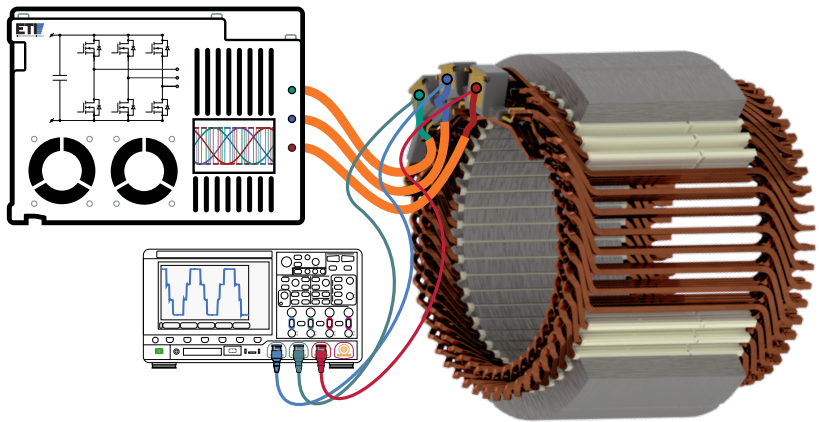


Modellierung der umrichterbedingten
Spannungsverteilung und der parasitären
Effekte in Elektromotoren mit Hairpin-Wicklung



Modellierung der umrichterbedingten Spannungsverteilung und der parasitären Effekte in Elektromotoren mit Hairpin-Wicklung

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

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

DISSERTATION

von

M. Sc. Silvan Sebastian Scheuermann

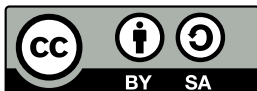
Tag der mündlichen Prüfung:
Hauptreferent:
Korreferent:

29. September 2025
Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer
Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick
(Leibniz Universität Hannover)

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) angenommene Dissertation
von M. Sc. Silvan Sebastian Scheuermann

Tag der mündlichen Prüfung: 29. September 2025
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick
(Leibniz Universität Hannover)



Dieses Dokument - außer den Bildern und Grafiken - 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.en>

DOI: 10.5445/IR/1000186090

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT).

Im Rahmen eines Kooperationsprojekts mit der Delta Electronics Germany GmbH konnte ich mich umfassend mit der Modellierung der umrichterbedingten Spannungsverteilung sowie mit parasitären Effekten in Traktionsmotoren mit Hairpin-Wicklungen beschäftigen.

Durch den inzwischen weit verbreiteten Einsatz schnellschaltender Leistungshalbleiter in Traktionsanwendungen gewinnt die präzise Modellierung der umrichterbedingten transienten Effekte zunehmend an Bedeutung. Besonders die Vorausberechnung bereits in frühen Entwicklungsphasen von Traktionsmotoren ist in der Praxis von wachsender Relevanz, wurde in der Literatur bislang jedoch nur unzureichend behandelt.

Diese Lücke soll in der vorliegenden Dissertation geschlossen werden, indem ein Gesamtmotormodell entwickelt wird, das neben der Maschinenstruktur sämtliche relevanten Einflussfaktoren parasitärer Effekte berücksichtigt.

Ohne die fortwährende Unterstützung aus meinem beruflichen wie privaten Umfeld wäre die erfolgreiche Anfertigung dieser Arbeit nicht möglich gewesen. Dafür danke ich allen Beteiligten von Herzen.

Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer für die Ermöglichung und Betreuung dieser Arbeit sowie für das mir entgegengebrachte Vertrauen. Die große wissenschaftliche Freiheit, die Möglichkeit zu eigenen Beiträgen auf Konferenzen sowie die anregenden fachlichen Diskussionen haben maßgeblich zur erfolgreichen Umsetzung meiner Forschungstätigkeit beigetragen.

Ebenso danke ich Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick für die Übernahme des Korreferats, sein Interesse an der Arbeit sowie für die konstruktive Kritik.

Besondere Wertschätzung verdienen auch meine langjährigen Bürokollegen Johannes Stoß und Benedikt Schmitz-Rode für die zahlreichen fachlichen wie überfachlichen Diskussionen. Ebenso möchte ich mich bei allen weiteren Kolleginnen und Kollegen bedanken, die in meiner Zeit am ETI zu Freunden geworden sind und die Arbeit am Institut unvergesslich gemacht haben. Auch den Mitarbeitern der Werkstatt des ETIs danke ich für ihren maßgeblichen Beitrag zum Gelingen des experimentellen Teils dieser Arbeit und der weiteren Veröffentlichungen.

Mein Dank richtet sich außerdem an die Kolleginnen und Kollegen von Delta Electronics am Standort Bruchsal, insbesondere an Dr.-Ing. Björn Hagemann, der nicht nur als Initiator des Projekts, sondern auch durch seine stete Bereitschaft zu Diskussionen und Verbesserungsvorschlägen entscheidend zum Erfolg beigetragen hat. Für die Finanzierung des Projekts und damit meiner wissenschaftlichen Stelle am ETI danke ich Bruce C. H. Cheng, dem Vorsitzenden der Delta Electronics Foundation.

Allen Studierenden, die im Rahmen meiner Tätigkeit am ETI ihre Abschlussarbeiten angefertigt haben, danke ich ebenfalls für ihre Unterstützung.

Mein tiefster Dank gilt schließlich meinen Eltern für die Möglichkeit zum Studium, die uneingeschränkte Freiheit bei der Wahl meines Karrierewegs und ihre Unterstützung in allen Lebenslagen. Ebenso danke ich dem Rest meiner Familie, meinen Freunden und Bekannten, die mir stets Rückhalt gegeben und meine häufige Abwesenheit sowie Absagen bei privaten Anlässen mit Verständnis getragen haben.

Silvan Scheuermann

Karlsruhe, im September 2025

Kurzfassung

In der vorliegenden Arbeit wird eine Methodik entwickelt, die bereits in einem frühen Entwicklungsstadium die Vorhersage der transienten Spannungsverteilung sowie der hochfrequenten parasitären Effekte in elektrischen Maschinen mit Hairpin-Wicklung ermöglicht.

Die parasitären Effekte beziehen sich hierbei auf unerwünschte transiente Phänomene in der Maschine während des Umrichterbetriebs. Diese resultieren primär aus der Pulsdauermodulation und werden durch die Gleichtaktspannung, die von den Halbleitern erzeugten Impulsen mit steilen Spannungsflanken sowie durch die Spannungsüberschwinger an den Maschinenklemmen verursacht, was wiederum eine unzulässige Beanspruchung für das Isoliermaterial darstellen kann. Zudem können durch die Gleichtaktspannung und hochfrequente Kopplungen innerhalb der Maschine parasitäre Ströme fließen, die zur Beschädigung der Motorlager und der angeschlossenen Last führen.

Die Vorausberechnung dieser Effekte stößt in der industriellen Forschung und Entwicklung zunehmend auf Interesse, da der Einsatz von schnellschaltenden Leistungshalbleitern sowie der Trend zu höheren Spannungsebenen die Auswirkungen des hochfrequenten Spannungsspektrums verstärken und eine komplexere Isolationskoordination erforderlich machen.

Das Ziel dieser Arbeit besteht, neben der Entwicklung einer zweckmäßigen und ausschließlich auf Material- und Designdaten basierenden Methode darin, die Auswirkungen auf funktionskritische Komponenten des Motordesigns, insbesondere auf das Isoliersystem und die Motorlager, zu analysieren.

Bevor gezielte Maßnahmen zur Verminderung parasitärer Effekte in Prototypenmotoren umgesetzt werden, wird das Modell durch verschiedene Messaufbauten validiert und die Maßnahmen simulativ untersucht sowie verifiziert.

Darüber hinaus ergeben sich aus der systematischen Anwendung der Methodik Auslegungsregeln zur Optimierung des Wicklungsdesigns, was die umfassende Anwendbarkeit und den Mehrwert des vorgestellten Modells in der Praxis unterstreicht.

Abstract

This thesis develops a methodology that enables the prediction of the transient voltage distribution and high-frequency parasitic effects at an early stage of electric traction motor development.

The parasitic effects refer to undesirable transient phenomena in the machine during inverter operation. These are mainly caused by the common-mode voltage due to modulated pulse-width modulation, the impulses generated by the semiconductors with steep voltage gradients, and the voltage overshoots at the machine terminals, which can pose excessive stress on the insulation material. Additionally, the common-mode voltage and high-frequency couplings within a machine can cause parasitic currents that may damage the motors' bearings or the connected loads.

The precalculation of these effects is attracting increasing interest in industrial research and development, since the use of fast-switching power semiconductors and the trend towards higher voltage levels amplify the effects of the high-frequency voltage spectrum, resulting in additional electrical stress and necessitating more complex insulation coordination.

The objective of this work, besides developing a appropriate method, is to investigate the impacts on functionally critical components of the motor design, particularly the insulation system and the motor bearings, and to evaluate measures regarding parasitic effects. Thus, the approach relies solely on material and design data.

The model is initially validated through various measurement setups, allowing targeted measures to reduce parasitic effects to be analyzed and verified through simulation before implementation.

Moreover, the systematic application of the model leads to design rules for optimizing the winding design, highlighting the comprehensive applicability, and added value of the proposed modelling approach in practice.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Grundlagen und Stand der Technik	7
2.1	Elektrisch bedingte Ausfallmechanismen und parasitäre Effekte .	8
2.1.1	Elektrische Belastung des Isoliersystems	9
2.1.2	Ursachen der Wellenspannungen und Lagerströme . . .	11
2.1.3	Lagerströme	17
2.2	Methoden und Modelle der hochfrequenten Modellierung	21
2.2.1	Lumped-Parameter-Modellierung	22
2.2.2	Distributed-Parameter-Modellierung	23
2.2.3	Vergleich der Modelle im Stand der Technik	24
2.3	Frequenzspektrum der umrichterbedingten PWM-Spannung . .	27
3	Modellierung der Hochfrequenz-Effekte in Elektromotoren mit Hairpin-Wicklung	33
3.1	Modellaufbau durch frequenzabhängige elektrische Elemente . .	33
3.2	Mathematisch-analytische Beschreibung des Modells	36
3.3	Modellierung der Nebenbedingungen	37
3.3.1	Wickelschema	37
3.3.2	Stern-Dreieck-Schaltung	39
3.3.3	Schaltung am Motorklemmbrett	40
3.4	Lösung des Modells im Frequenz- und Zeitbereich	44
3.4.1	Lösung im Frequenzbereich	45
3.4.2	Lösung im Zeitbereich	45

4	Parametrisierung der elektrischen Ersatzschaltbildelemente	47
4.1	Analytische Berechnung der frequenzabhängigen Parametrisierung	47
4.1.1	Kapazitäten C und Konduktivitäten G	48
4.1.2	Widerstände R und Induktivitäten L	50
4.2	Berechnung der frequenzabhängigen Parametrisierung mittels FEM	59
4.2.1	Elektrodynamische 2D-FE-Simulation	59
4.2.2	Magnetodynamische 2D-FE-Simulation	60
4.3	Common-Mode-Impedanzen Z_{Stator} und Z_{Rotor}	66
4.4	Polradspannungsanteil einer Spule u_p	67
4.5	Vergleich und Diskussion der Parametrisierungsmethoden	68
4.5.1	Kapazitäten C	69
4.5.2	Konduktanzen G	70
4.5.3	Widerstände R	70
4.5.4	Induktivitäten L	72
4.5.5	Vergleich der Impedanzkurve mit analytisch und numerisch berechneten Parametrisierungen	74
4.6	Weiterführende Diskussion und Grenzen der analytischen Parametrisierung	75
5	Hochfrequenz-Modellierung einer permanenterregten Synchronmaschine	79
5.1	Berechnung der elektrischen Ersatzschaltbildelemente	79
5.2	Messaufbau zur Validierung des Modells	83
5.2.1	Impedanzmessung	83
5.2.2	Transiente Spannungsanregung	84
5.2.3	Common-Mode Spannung	85
5.3	Validierung	86
5.3.1	Validierung im Frequenzbereich	87
5.3.2	Validierung im Zeitbereich	89
5.3.3	Validierung der Common-Mode Spannung	92
6	Berechnung der umrichterbedingten Spannungsverteilung und Beanspruchung des Isoliersystems	97
6.1	Umrichterbedingte Spannungsverteilung	97
6.2	Umrichterbedingte Beanspruchung des Isoliersystems	102
6.3	Vergleich zur linearen Spannungsverteilung	105

7 Einflussanalyse und Bewertung von Maßnahmen gegen parasitäre HF-Effekte	107
7.1 Wickelschema	108
7.1.1 Impedanzkurve	110
7.1.2 Umrichterbedingte Spannungsverteilung	111
7.1.3 Umrichterbedingte Lagerspannung	115
7.1.4 Umrichterbedingte Beanspruchung des Isoliersystems	118
7.2 Wellenerdung	120
7.2.1 Kapazitiver Wellenerdungsring	121
7.2.2 Resistiver Wellenerdungsring	124
7.3 Rotorschirmung	128
7.3.1 Rotorschirmung für $R_{SAS} \rightarrow 0$	130
7.3.2 Rotorschirmung für $R_{SAS} \rightarrow \infty$	131
7.3.3 Rotorschirmung für $C_{WR} \rightarrow 0$	133
7.4 Isolierte Lager	134
8 Validierung der Maßnahmen gegen parasitäre HF-Effekte	137
8.1 Wellenerdung mittels kapazitivem Erdungsring	137
8.2 Wellenerdung mittels resistivem Erdungsring	139
8.3 Schirmung zwischen Wicklung und Rotor	140
9 Zusammenfassung und Ausblick	145
Anhang	151
A.1 Knoten- und Maschengleichungen im Zeitbereich	152
B.1 Herleitung der Eindringtiefe δ und Wirbelstromkonstante α	154
C.1 Gleichung der Stromdichte $\underline{J}_k(x,y)$ in vollständiger Form	155
D.1 Vergleich der analytischen Widerstandsanstiegsfaktoren k_R	156
E.1 Weiterführende FE-Ergebnisse	160
F.1 Berechnung der Messunsicherheiten	162
G.1 Umrichterbedingte Spannungsverteilung und Beanspruchung des Isoliersystems	163
Symbolverzeichnis	171
Abbildungsverzeichnis	179
Tabellenverzeichnis	185
Literaturverzeichnis	187

Kapitel 1

Einleitung

Entgegen der verbreiteten Wahrnehmung, die Elektromobilität sei lediglich ein Trend und eine Erfindung des 21. Jahrhunderts, reichen die Anfänge bereits bis ins 19. Jahrhundert zurück. 1888 wurde in Deutschland das erste rein elektrisch betriebene Auto von Andreas Flocken gebaut. Nach dem Ende des zweiten Weltkriegs wurde der elektrifizierte Antriebsstrang in Straßenfahrzeugen vorerst allerdings nur noch in Nischen verwendet [1].

Im Vergleich zum Verbrennungsmotor tragen die Eigenschaften wie Drehmomentverfügbarkeit im Stillstand, die besonders kurze Drehmoment-Stellzeitkonstante sowie auch die Vermeidung von Lärmemissionen zur Attraktivität bei. Eine Renaissance zeichnet sich weltweit vor allem aber durch das wachsende Umweltbewusstsein der Bevölkerung ab. Neben dem Ressourcenverbrauch stehen vor allem die Schadstoffemissionen im Fokus. Nicht nur die Industrie und Haushalte, sondern insbesondere der Verkehrssektor steht im Mittelpunkt der politischen und gesellschaftlichen Debatten. Ein schneller Wandel und das Umdenken von konventionellen Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor auf elektrische Alternativen, die mit erneuerbaren Energien gespeist werden, ist ausschlaggebend für den Erfolg der Elektromobilität im Kampf gegen den Klimawandel.

Die aktuellen Trends im Antriebsstrang sind angesichts des starken Wettbewerbs auf dem internationalen Markt unübersehbar. Die rasant steigenden Anforderungen an die Leistungsdichte des Gesamtantriebsstrangs sowie die gleichzeitig sinkenden Preise führen dazu, dass vermehrt Wide-Bandgap-Halbleiter im Traktionssegment eingesetzt werden. Die neuen Halbleitertechnologien ermöglichen höhere Schaltfrequenzen, erlauben höhere Bemessungsspannungen und

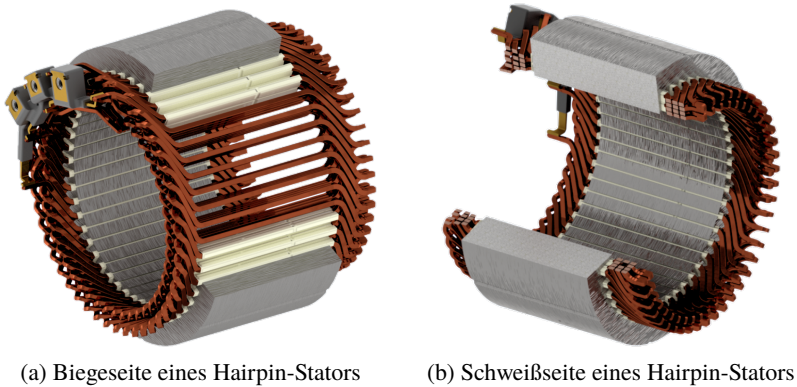


Abbildung 1.1: Schnittbilder eines Hairpin-Stators

reduzieren insbesondere die Verluste, was zum höheren Wirkungsgrad des Gesamtantriebsstrangs beiträgt [2].

Im Hinblick auf den Motor setzte sich die Hairpin-Wicklung als aufstrebende Technologie in der Automobilindustrie schnell durch, um kostengünstigere Motoren mit höherer Leistungsdichte zu entwickeln. Die Abbildungen 1.1 (a) und 1.1 (b) zeigen Schnittbilder eines Stators mit einer solchen Hairpin-Wicklung eines Traktionsantriebs. Neben der verbesserten Wärmeableitung und den niedrigeren Gleichstromverlusten dank der sichtlich großen Leiterquerschnittsflächen, vor allem aber wegen des hohen Automatisierungsgrads und der besseren Ausnutzung des Kupfermaterials ist diese Wicklungstechnologie in dem kostengetriebenen Markt klar im Vorteil [3].

Die Technik der Pulsdauermodulation (PWM) und die hohen Schaltfrequenzen, die vom Umrichter zur Leistungswandlung genutzt werden, stellen insbesondere für umrichter gespeiste elektrische Maschinen eine besondere Herausforderung dar. Aufgrund der diskreten Schaltzustände der Leistungshalbleiter wird von Zwei-Level-Pulswechselrichtern eine von Null verschiedene Gleichtaktspannung in die Motorwicklung eingeprägt, die wiederum eine ungleichmäßige Potentialverteilung in der Statorwicklung verursacht. Insbesondere die Lagerung und das Wicklungsisoliersystem der Maschinen, die von schnellschaltender Leistungselektronik gespeist werden, sind eminent beansprucht. Die zunehmend steileren Spannungsflanken auf immer höheren Spannungsebenen können

dabei noch ausgeprägtere transiente Spannungsspitzen hervorrufen und eine zusätzliche Überlastung des Isoliermaterials darstellen, weshalb eine komplexere Isolationskoordination erforderlich ist [4].

Die Auswirkungen solcher vom Umrichter verursachten hochfrequenten parasitären Effekte müssen künftig bei der Motorauslegung berücksichtigt werden, um eine hohe Materialausnutzung und die geforderte Gebrauchsdauer zu gewährleisten.

Zielsetzung der Arbeit

In der vorliegenden Arbeit sollen die umrichterbedingten Wirkungszusammenhänge, insbesondere die transiente Spannungsverteilung und die zuvor beschriebenen hochfrequenten parasitären Effekte in Elektromotoren mit Hairpin-Wicklung modelliert werden.

Der Schwerpunkt liegt dabei auf der Entwicklung eines Gesamtmotormodells, das sowohl die Gesamtstruktur des Motors als auch den Betriebspunkt berücksichtigt und dabei ausschließlich auf Design- und Materialdaten basiert.

Für die Parametrisierung des Statormodells soll eine analytisch hergeleitete Methodik ausgearbeitet werden, während für die Parametrisierung des Gesamtmotors, insbesondere zur Berücksichtigung des Rotoreinflusses, die Methoden der Finite-Elemente-Simulation vorgesehen sind.

Nach der Validierung des Modells soll dieses transiente Belastungen und potenzielle kausale Auswirkungen infolge des Umrichterbetriebs vorausberechnen sowie in einer Sensitivitätsstudie die Einflüsse von Änderungen bei funktionskritischen Elementen des Motordesigns prognostizieren. Darüber hinaus sollen mit dem Modell Lagerspannungsszenarien analysiert werden, die wichtige Erkenntnisse hinsichtlich der Auswirkung auf die elektrische Belastung der Motorlager liefern. Die gewonnenen Erkenntnisse dienen schließlich der Ableitung gezielter Gegenmaßnahmen, die zunächst simulativ und abschließend durch den Aufbau von Prototypen verifiziert werden.

Im Hinblick auf die industrielle Forschung und Entwicklung zielt die entwickelte Methodik darauf ab, die Effekte aufgrund schnellschaltender Leistungshalbleiter beim Motor- und Wicklungsdesign in einem frühen Entwicklungsstadium zu berücksichtigen. Durch die ausschließliche Verwendung von Design- und Materialdaten trägt die Methode probat zur Entwicklung und Optimierung zuverlässiger und anforderungsgerechter Antriebsstränge bei.

Gliederung der Arbeit

Die oben beschriebene Zielsetzung wird im Verlauf dieser Arbeit systematisch erarbeitet. Die Darstellung 1.2 bietet dazu einen strukturellen als auch thematischen Überblick des Inhalts der einzelnen Kapitel.

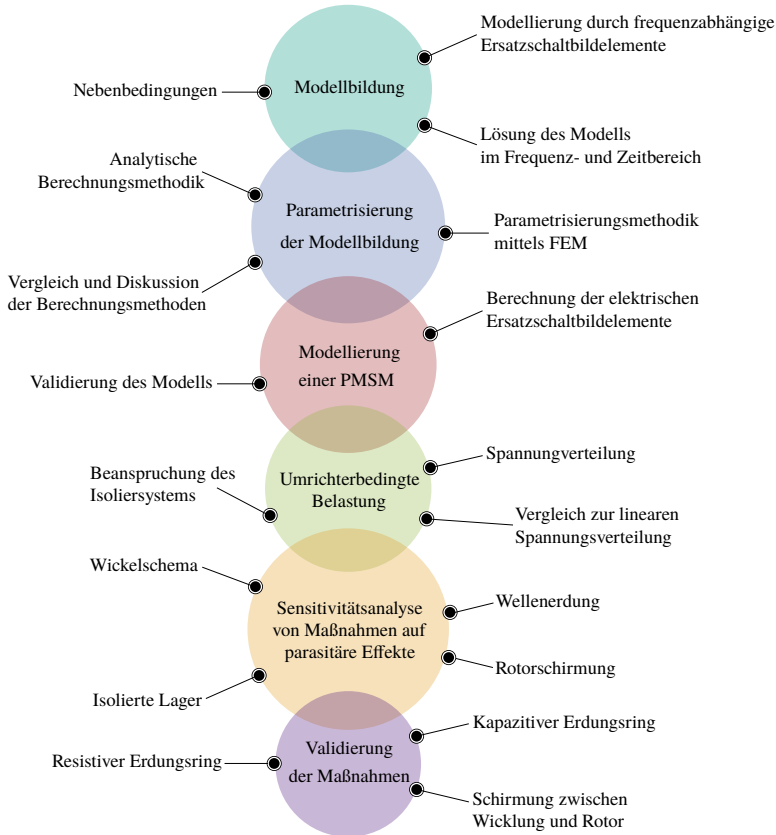


Abbildung 1.2: Darstellung der Struktur und des Inhalts der Arbeit

Zunächst werden in Kapitel 2 die wesentlichen Grundlagen zu elektrisch bedingten Ausfallmechanismen und den hier betrachteten parasitären Effekte in Elektromotoren zusammengefasst. Zum Verständnis der entwickelten Modellie-

rung wird einleitend der Stand der Technik aus der Literatur dargelegt und der eigene Beitrag dazu aufgezeigt. Zudem werden die für das Verständnis der Arbeit relevanten, grundlegenden mathematischen Hilfsmittel eingeführt.

Im anschließenden Kapitel 3 wird die Modellbildung ausführlich erläutert. Neben dem Modellaufbau und der mathematischen Beschreibung des Modells steht die Lösungsmethodik im Vordergrund.

In Kapitel 4 steht vorausgehend der Stator des betrachteten Motors im Fokus der Modellierung. Hier wird die für die Modellierung nötige Parametrisierung analytisch berechnet und die analytische Methode mithilfe von Finite-Elemente-Simulationen sowie durch Impedanzmessungen validiert. Die gewählte analytische Vorgehensweise stößt bei der Parametrisierung allerdings an Grenzen, die aufgezeigt und weiterführend diskutiert werden.

Die Modellierung des Gesamtmotors folgt in Kapitel 5. Dabei werden auch die Einflüsse des Rotors und der weiteren Strukturbauteile wie Rotorwelle und Lager betrachtet. Das Gesamtmotormodell wird anschließend anhand verschiedener Messaufbauten validiert, um in Kapitel 6 das Modell konkret zur Berechnung der umrichterbedingten Spannungsverteilung im Worst-Case-Szenario anzuwenden. Bevor in Kapitel 8 die Verifizierung von Maßnahmen gegen parasitäre Effekte anhand von aufgebauten modifizierten Serienmotoren dargelegt wird, werden in Kapitel 7 die Ergebnisse der Sensitivitätsanalysen bezüglich verschiedener Maßnahmen gezeigt und diskutiert.

Den Abschluss der Arbeit bildet eine Zusammenfassung der zentralen Ergebnisse, gefolgt von einem Ausblick auf zukünftige Möglichkeiten zur Weiterentwicklung des Modells und der Parametrisierungsmethodik.

Kapitel 2

Grundlagen und Stand der Technik

Die Belastungen, denen elektrische Maschinen ausgesetzt sind, werden oft unter dem Begriff „TEAM-Belastung“ zusammengefasst. „TEAM“ steht dabei für thermische, elektrische, ambiente bzw. umgebungsbedingte und mechanische Beanspruchung. Die Relevanz der einzelnen Faktoren variiert je nach Maschinentyp, -größe, Bemessungsspannung, Einsatzgebiet und Betriebsart [5]. Eine der häufigsten Ausfallursachen ist laut [6] elektrisch bedingt. Eine unsachgemäße Dimensionierung kann zu Problemen in der Isolationskoordination der Motorwicklung aufgrund von Windungsschlüssen, Überschreitung des zulässigen Wicklungsstroms oder von Temperaturgrenzen führen. Darüber hinaus können, insbesondere beim Umrichterbetrieb, hochfrequente parasitäre Kopplungseffekte oder Teilentladungen zu einer beschleunigten Alterung und Degradation des Isoliermaterials und der Motorlager führen, was bei der Auslegung berücksichtigt werden muss.

Eine weitere elektrische Ausfallursache betrifft die Permanentmagnete, die durch hohe Motortemperaturen oder starke Magnetfelder, beispielsweise im Kurzschlussfall, entmagnetisiert werden können [6].

Veränderungen in den Umgebungsbedingungen wie Temperatur, Druck und Luftfeuchtigkeit sowie der Einsatz in schmutzigen Umgebungen mit Staub, Öl oder Sand sind ebenfalls auslegungsrelevante Aspekte und zählen zur Kategorie der umgebungsbedingten Einflussfaktoren.

Im Betrieb erzeugen elektrische Maschinen Verlustleistung und somit Wärme, weshalb eine verlustoptimale Kühlung notwendig ist, um Überhitzung und Leistungs-Derating zu vermeiden.

Zuletzt ist die mechanische Belastung zu nennen. Mechanische Kräfte, insbesondere das Drehmoment und Fliehkräfte, die während des Betriebs in der Maschine wirken, können zu zusätzlichen mechanischen Beanspruchungen führen, was wiederum strukturelle Schäden zur Folge haben kann.

Im Abschnitt 2.1 werden die elektrisch bedingten Ausfallmechanismen und die hochfrequenten (HF) parasitären Effekte, insbesondere im Kontext des Umrichterbetriebs, erläutert. Der darauffolgende Teil 2.2 fasst die wesentlichen HF-Modellierungsarten einer elektrischen Maschine zusammen, wobei die zwei grundlegenden Ansätze, Lumped-Parameter und Distributed-Parameter, in den Unterabschnitten 2.2.1 und 2.2.2 vorgestellt werden. Abschließend wird in Abschnitt 2.3 das Frequenzspektrum eines Umrichter-Spannungssignals analysiert, auf das in den nachfolgenden Teilen der Arbeit Bezug genommen wird.

2.1 Elektrisch bedingte Ausfallmechanismen und parasitäre Effekte

Traktionsantriebe werden heutzutage fast ausschließlich in Kombination mit Pulswechselrichtern (PWR) betrieben. Im Bereich der Leistungselektronik setzen sich die Trends der schnellschaltenden Halbleiter sowie höhere Spannungsebenen aufgrund der Vorteile in der Batterieladetechnik und im Wirkungsgrad klar durch. Die aktuell verwendeten Silizium-Insulated-Gate-Bipolar-Transistoren (Si-IGBTs) bieten im Bemessungsbetrieb einen Wirkungsgrad von bis zu 95 %. Durch Substitution der IGBTs durch Silizium-Carbid (SiC) - Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effect-Transistoren (MOSFETs) oder Gallium-Nitrid (GaN) - Halbleiter kann der Wirkungsgrad der Leistungselektronik sowohl im Bemessungs- als auch im Teillastbereich auf über 98 % gesteigert werden [7]. Die geringeren Schaltverluste der Leistungshalbleiter aufgrund von höheren Spannungsgradienten sowie die potenziell höheren Taktfrequenzen und gleichzeitig höhere Betriebsspannungen tragen wesentlich zum verbesserten Wirkungsgrad von SiC-MOSFET-basierten Umrichtersystemen bei [8, 9]. Mit dem verbreiteten Einsatz von umrichter gespeisten elektrischen Maschinen kommen allerdings auch Probleme zum Vorschein [10–14].

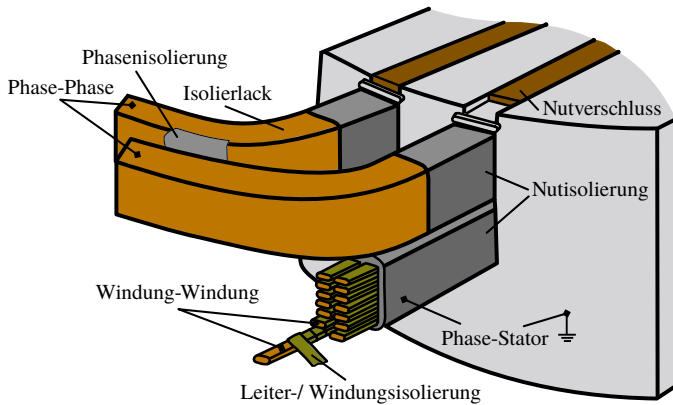


Abbildung 2.1: Prinzipieller Aufbau und Überblick über die wichtigsten Bestandteile des Isoliersystems in Elektromotoren nach [16]

2.1.1 Elektrische Belastung des Isoliersystems

Die PWM-Taktung der gängigen Zwei-Level-Umrichtertopologien belasten das Isoliersystem prinzipbedingt dahingehend besonders stark, dass kontinuierlich Stoßspannungen mit steilen Anstiegsflanken in die Motorwicklung eingepreßt werden [15]. Diese PWM-Spannungen bedingen inhärent eine Gleichtaktspannung und führen zu einer nichtlinearen Spannungsverteilung innerhalb des Wicklungssystems, was die Gefahr von Teilentladungen steigert und folglich das Risiko von Systemausfällen erhöht.

Basierend auf [16] wird in Abb. 2.1 der prinzipielle Aufbau und die wichtigsten Bestandteile des Isoliersystems in Elektromotoren anhand der Darstellung eines Wickelkopfs veranschaulicht.

Beanspruchung der Hauptisolierung bzw. zwischen Strang und Gehäuseteilen

Die Haupt- bzw. Nutisolierung dient dazu, die Wicklung vom Statorblechpaket bzw. dem Gehäuse zu trennen. Diese muss die volle Strangspannung gegenüber dem geerdeten Teil aushalten können und dielektrische Durchschläge sowie einen Stromfluss zu den berührbaren Teilen verhindern, da dies sonst zu einer galvanischen Verbindung und Gefährdungen führen kann [5, 16–18]. Die hier-

für eingesetzten Materialien sind spezielle Isolierpapiere, die in Epoxidharze eingebettet sind, oder andere Verbundmaterialien, die eine hohe Durchschlagsfestigkeit besitzen [19].

Beanspruchung der Isolierung zwischen zwei Strängen

Die Funktionsisolierung umfasst die Phasen- und Leiterisolierung. Spezielle Isolierpapiere oder Verbundmaterialien trennen die Leiter unterschiedlicher Stränge in einem Mehrphasensystem voneinander und dienen dazu, Phasenkurzschlüsse zu vermeiden. Das Isoliersystem muss dabei im Worst-Case der vollen Phase-Phase-Spannung standhalten, wobei transiente Überspannungen und die explizite räumliche Spannungsverteilung infolge der PWM-Schaltvorgänge eine zusätzliche Beanspruchung darstellen können.

Die maximale Spannungsbeanspruchung kann dabei durch die Auslegung der Wicklung sowie durch weitere Eigenschaften des Motors, wie dessen Bemessungsspannung, oder auch durch den Abstand der Leiter beeinflusst werden [5, 16, 18, 20, 21].

Beanspruchung der Isolierung zwischen zwei Leitern

Windungen und einzelne benachbarte Leiter werden durch die Leiterisolierung voneinander getrennt. Diese besteht meist aus dünnen Isolierpapieren, Verbundmaterialien oder Isolierfilmen aus Polyester, Polyimiden oder speziellen Lacken mit guter elektrischer Festigkeit und Wärmebeständigkeit. Speziell in umrichter gespeisten Motoren müssen die Isoliermaterialien und -dicken so ausgelegt werden, dass sie nicht nur der Betriebsspannung standhalten und Kurzschlüsse verhindern, sondern auch die hochfrequente PWM-Taktung nicht zur Erosion der Isolierung und schließlich zu einem Ausfall führt [5, 16, 18, 22]. In großen elektrischen Maschinen, bspw. in Großgeneratoren, werden zudem Formspulen mit einzelnen Teilleitern eingesetzt, wie in der unteren Spule von Abb. 2.1 dargestellt, um Stromverdrängungseffekte zu reduzieren. Aufgrund der hohen Spannungsebene sind dort zusätzliche Isolationsmaßnahmen nötig [17, 20, 22].

Generell gilt es bei der Entwicklung und Auswahl von Isoliermaterialien, alle Faktoren wie Durchschlagsfestigkeit, thermische Stabilität, mechanische Robustheit und Beständigkeit gegen Umwelteinflüsse wie Feuchtigkeit und Chemikalien zu berücksichtigen. Hochentwickelte Isoliermaterialien, wie z.B. Verbundwerkstoffe auf Glimmerbasis, Polymer-Nanoverbundstoffe und Lacke, werden häufig verwendet, um die Widerstandsfähigkeit und Langlebigkeit der Isolierung bei diesen Belastungen zu verbessern [20].

Für umrichter gespeiste Elektromotoren gibt es die Norm DIN EN 60034-18-41 [16] zur Qualifizierung des Isoliersystems und der Typ- und Routineprüfung an repräsentativen Prüflingen oder Maschinen, um deren Gebrauchstauglichkeit für den Betrieb an Spannungsumrichtern nachzuweisen [16].

Nach dem derzeitigen Standard werden zur Teilentladungsprüfung 50/60 Hz-Wechselspannungen oder Impulsspannungen mit Anstiegszeiten von bis zu $0,3 \pm 0,2 \mu\text{s}$ vorausgesetzt [16]. Die Teilentladungseinsetzspannung (engl. Partial Discharge Inception Voltage PDIV) ist nicht nur von der Spannungsebene abhängig, sondern wird auch maßgeblich durch die Umgebungsbedingungen wie Temperatur, Dichte der Luft bzw. Höhenlage und relative Luftfeuchtigkeit beeinflusst [16]. Laut [23] haben zudem die Anstiegszeit und die Kabellänge sowie die Wellenform der Spannung einen entscheidenden Einfluss. Folglich kann sich die PDIV bei Umrichterbetrieb erheblich vom Normfall unterscheiden. Des Weiteren zeigt [23], dass für einige Fälle die Anstiegszeit der Impulsspannungen zu konservativ eingeschätzt ist, da SiC-Umrichter mit Anstiegszeiten im Bereich von 10 ns betrieben werden können. Die aktuelle Herausforderung hinsichtlich der Überarbeitung der Norm betrifft daher insbesondere die zusätzliche Belastung durch den Einsatz von schnellschaltenden Leistungshalbleitern.

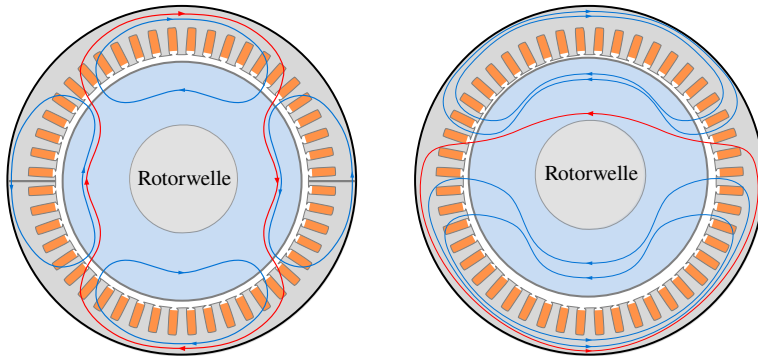
2.1.2 Ursachen der Wellenspannungen und Lagerströme

Wellenspannungen und Lagerströme in elektrischen Maschinen können sowohl in netzbetriebenen Motoren als auch in Kombination mit getakteten Umrichter-topologien auftreten. In beiden Fällen können die Lagerströme die Motorlager beschädigen [13, 24]. Die Ursachen der Wellenspannungen und Lagerströme sowie ihre Klassifikation werden im Folgenden kurz erläutert.

Wellenspannungen werden in netzbetriebenen Drehfeldmaschinen laut [25, 26] im Wesentlichen durch Störstellen, Asymmetrien und Sättigungseffekte des magnetischen Kreises, elektrostatische Aufladung sowie durch externe Spannungen der Rotorwicklung bei fremderregten elektrischen Maschinen verursacht. Für die vorliegende Arbeit sind nicht alle Quellenarten von Bedeutung und werden daher nur zur Vollständigkeit erwähnt.

Asymmetrien im magnetischen Kreis

Bereits in Forschungsaktivitäten aus den 1920er Jahren, bspw. [27], wurde die magnetische Asymmetrie als Ursache von Wellenspannungen untersucht. Wird eine rotierende Welle, die magnetische Asymmetrien aufweist, von einem zeitlich veränderlichen Magnetfluss umschlungen und weicht das Integral der



(a) Magnetische Asymmetrie aufgrund von Störstellen im Statorblechpaket einer Maschine mit Polpaarzahl $p = 2$

(b) Magnetische Asymmetrie aufgrund einer Rotorextrizität einer Maschine mit Polpaarzahl $p = 1$

Abbildung 2.2: Ursachen des unsymmetrisch umlaufenden magnetischen Flusses [27]

magnetischen Feldstärke entlang des Umfangs von Null ab, wird nach dem Induktionsgesetz eine Spannung in dieser induziert [28]. Aufgrund deren Leitfähigkeit können Ströme fließen, die potenziell schädigende Wirkung haben. Zur Erklärung der Ursache wird in Abb. 2.2 der magnetische Fluss in einen links und rechts umlaufenden Fluss aufgeteilt.

Die magnetische Asymmetrie wird in Abb. 2.2 (a) durch Störstellen bei 90° und 270° im Blechpaket verursacht. An diesen Stellen läuft der Fluss durch Bereiche höherer Reluktanz im Vergleich zu den Abschnitten bei 0° und 180° . Der Fluss, bspw. ausgehend vom Pol bei 45° , wird den Bereich bei 90° eher meiden, was dazu führt, dass die links und rechts umlaufenden Anteile nicht gleich groß sind. Im Stator entsteht dadurch ein zeitlich veränderlicher Ringfluss, der die Welle umschließt und letztlich eine Wellenspannung hervorruft [27, 29].

Zudem kann ein über den Umfang nicht konstant bleibender Luftspalt oder eine Rotorextrizität, wie Abb. 2.2 (b) dargestellt, eine weitere Quelle für die magnetischen Asymmetrien sein. Diese Exzentrizität kann durch Fertigungstoleranzen, Rotordurchbiegungen oder Verformungen des Stators bzw. Elliptizitäten verursacht werden [25, 30]. In Traktionsmotoren mit Polpaarzahl größer als eins spielen diese meist lediglich eine untergeordnete Rolle. Genauere Betrachtungen des Phänomens lassen sich [25, 27, 29, 30] entnehmen.

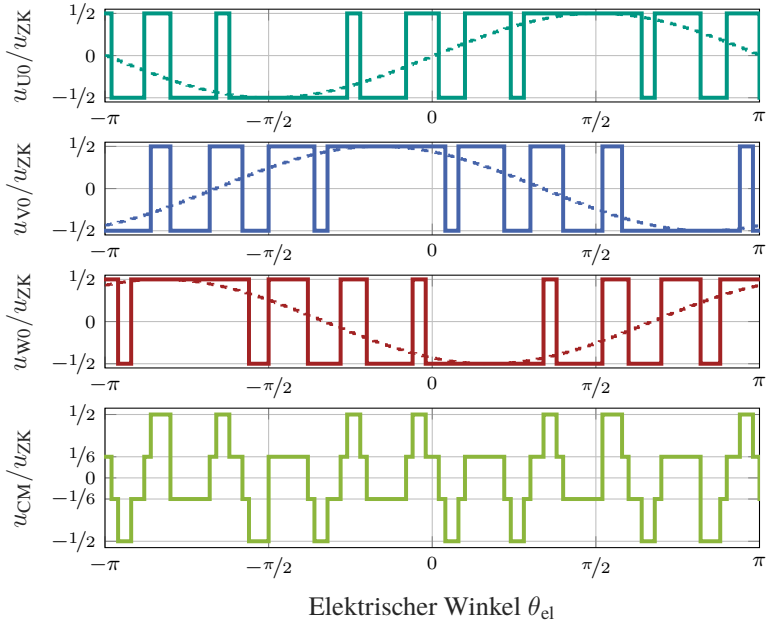


Abbildung 2.3: Ideal sinusförmige und PWM-modulierte Soll-Ausgangsspannung der drei Phasennullspannungen u_{U0} , u_{V0} , u_{W0} normiert auf u_{ZK} und resultierende CM-Spannung eines Zwei-Level-PWRs

Common-Mode Spannung

Beim Betrieb elektrischer Maschinen in Kombination mit einem PWR entsteht die Ausgangsspannung aus Rechteckpulsen. Wie durch Abb. 2.3 wiedergegeben, wird mit der PWM-Taktung im Mittel eine sinusförmige Ausgangsspannung angenähert. Während sich die drei, um 120° phasenverschobenen Sinusspannungen bei Netzbetrieb idealerweise immer zu Null addieren, entsteht beim Umrichterbetrieb, durch die Überlagerung der drei PWM-getakteten, nicht-ideal sinusförmigen Phasenausgangsspannungen, eine hochfrequente Gleichtaktspannung, die in die Statorwicklung eingepreßt wird.

Diese Gleichtaktspannung u_{CM} , auch als Common-Mode (CM) Spannung bezeichnet, ist nach Gleichung (2.1) als Mittelwert der drei Phasenspannungen gegenüber Masse-Bezugspotential definiert und kann du/dt -Flanken von mehre-

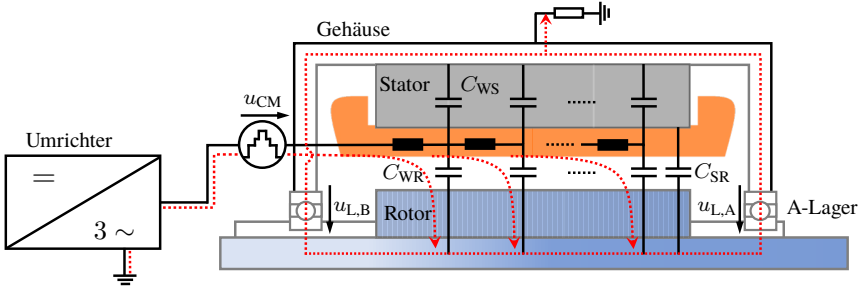


Abbildung 2.4: Kapazitive, nicht-zirkulierende Lagerströme verursacht durch die hochfrequente CM-Spannung in Anlehnung an [33]

ren $10 \text{ kV}/\mu\text{s}$ besitzen [12, 13, 31]. In Abschnitt 2.3 wird das Frequenzspektrum eines solchen PWM-Spannungspulses analysiert und die Auswirkungen der Schaltflanken und Schaltzeit sowie des Modulationsgrads aufgezeigt.

$$u_{\text{CM}} = \frac{u_{\text{U0}} + u_{\text{V0}} + u_{\text{W0}}}{3} \quad (2.1)$$

Gemäß Abb. 2.3 und Gleichung (2.1) besitzt die CM-Spannung in Zwei-Level-PWR durch die Summation der drei Phasennullspannungen u_{U0} , u_{V0} und u_{W0} ideell betrachtet nur die vier diskreten Werte

$$\frac{u_{\text{CM}}}{u_{\text{ZK}}} = \pm \frac{1}{2}; \quad \frac{u_{\text{CM}}}{u_{\text{ZK}}} = \pm \frac{1}{6},$$

da jede der Phasennullspannungen nur die Hälfte der positiven oder negativen Zwischenkreisspannung annehmen kann [32].

Die schädlichen Lagerströme werden nach [14, 34] vor allem aufgrund der steilen du/dt -Flanken der Gleichtaktspannung und durch das kapazitive Verhalten des Motors verursacht. Abb. 2.4 zeigt hierzu die HF-Motorstruktur und schematisch die kapazitiven Pfade für einen hochfrequenten Stromfluss, ursächlich der hochfrequenten CM-Spannung des Umrichters. Die einzelnen parasitären Kapazitäten werden im folgenden Abschnitt detailliert betrachtet.

Parasitäre Kapazitäten

Die Statorwicklung einer elektrischen Maschine wird durch Isoliermaterialien vom Statorblechpaket elektrisch isoliert. Die Potentialtrennung zwischen Stator und Rotor ergibt sich inhärent durch den Luftspalt. Die sich ausbildenden Kapazitäten wirken im Bereich der elektrischen Grundfrequenz des Motors hochimpedant. Oberhalb der umrichterbedingten PWM-Frequenz nehmen diese Kapazitäten jedoch einen niederimpedanten Charakter an und können daher nicht mehr vernachlässigt werden. In Abb. 2.5 sind die Kapazitäten, die außerhalb der Wicklungsstränge in der Maschine auftreten können, abgebildet.

Wicklung-Stator-Kapazität C_{WS} bzw. $C_{i,G}$

An jeder Windung einer Wicklung ergibt sich aufgrund der Isolation mit Isolierlack, Nutpapier und Tränkharz eine Kapazität $C_{i,G}$ gegenüber dem Statorblechpaket. Das Blechpaket liegt aufgrund der Gehäuseerdung auf Nullpotential. Über die Kapazität C_{WS} kann somit ein Leckstrom zum Gehäuse fließen, der wiederum ein umlaufendes magnetisches Feld im Stator erzeugt und so zu zirkulierenden Lagerströmen führen kann [34, 35].

Wicklung-Rotor-Kapazität C_{WR}

Die Nutöffnungen am Stator und die Wicklungsköpfe führen zu weiteren Kapazitäten C_{WR} zwischen der Wicklung und dem Rotor. Die oberste Lage der Wicklung in der Nut und die Rotoroberfläche bilden das maßgebliche elektrische Feld, das sich über die Wicklungsisolierung, dem Luftraum innerhalb der Nut sowie dem des Luftspalts und gegebenenfalls über einen Nutverschlusskeil erstreckt [36].

Leiter-Leiter-Kapazität C_{ij}

Innerhalb einer Nut befinden sich in der Regel mehrere Leiter bzw. Spulenseiten, die bei gesehten Wicklungen unterschiedlichen Phasenlagen zugeordnet sind. Über dem Wicklungsisolierpapier und dem Tränkharz bildet sich daher die Leiter-Leiter-Kapazität C_{ij} aus [37]. Insbesondere im Wickelkopf, wo alle Wicklungsstränge zusammenlaufen, können sich bei verteilten Wicklungen Kapazitäten zwischen den Strängen ausbilden. Im Fall der Hairpin-Wicklung ist diese Kapazität aufgrund der relativ großen und definierten Abstände sowie aufgrund der Biegung im Wickelkopf im Vergleich zu konzentrierten oder verteilten Wicklungen mit Runddraht kleiner.

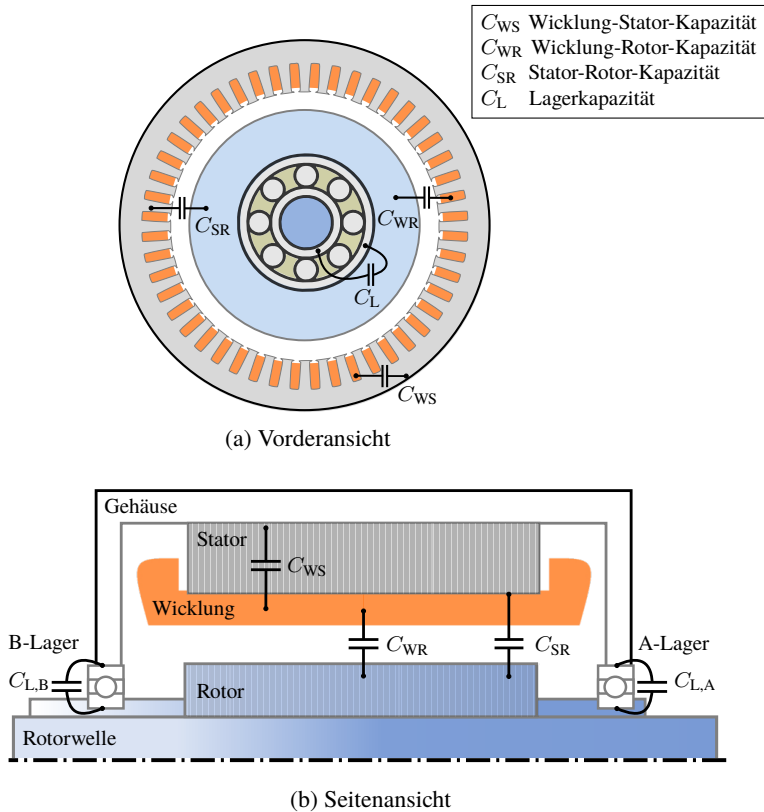


Abbildung 2.5: Parasitäre Kapazitäten in einer elektrischen Maschine nach [33]

Stator-Rotor-Kapazität C_{SR}

Der Luftspalt selbst bildet eine zylindrische Kapazität C_{SR} zwischen Rotor und Stator [38]. Neben Luft können sich bei Sprühöl-gekühlten Motoren auch Dispersionen aus Luft-, Wasser- und Ölteilchen im Luftspalt befinden, was eine zusätzliche Permittivität für das zugehörige elektrische Feld darstellt.

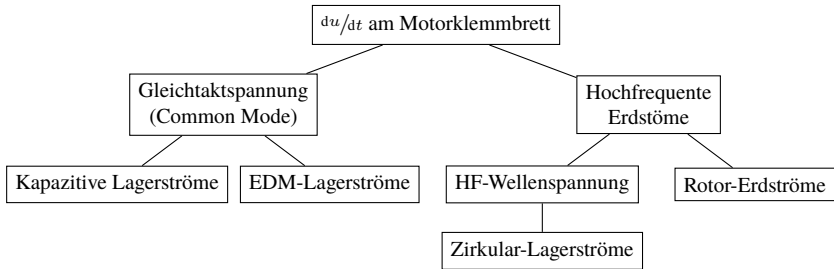


Abbildung 2.6: Einteilung der umrichterbedingten Lagerströme nach [40]

Lagerkapazität C_L

Bei intaktem Schmierfilm, der als Dielektrikum zwischen den Lagerringen und den Wälzkörpern wirkt, bildet sich die Lagerkapazität C_L aus. Die Ausbildung der Kapazitäten ist stark vom Lagertyp, der Drehzahl, der Last, aber auch von den Eigenschaften des verwendeten Schmiermittels abhängig [E1]. Die Lagerkapazität ist an beiden Motorenden, also am Antriebs- ($C_{L,A}$) und Nicht-Antriebsende ($C_{L,B}$), vorhanden.

2.1.3 Lagerströme

Forschungsaktivitäten zur Lagerstromproblematik reichen bereits ins 20. Jahrhundert zurück [10, 13, 39, 40]. Die klassischen Lagerströme werden als niederfrequente, zirkulierende Ströme charakterisiert und enthalten typischerweise die Grundfrequenz des Motors sowie eine überlagerte Komponente der dritten Ordnung. Bei symmetrischem Netzbetrieb sind diese Ströme hauptsächlich auf Sättigungseffekte und Störstellen im Blechpaket, wie etwa durch Kühlkanäle, Bohrlöcher und Stoßfugen zurückzuführen [28, 34].

Bei Umrichterbetrieb werden allerdings trotz symmetrischem Netz durch die Wechselwirkung der hochfrequenten CM-Spannung mit den parasitären Kapazitäten zusätzliche umrichterbedingte Lagerströme verursacht [40, 41].

In der Literatur hat sich dabei eine Klassifizierung gemäß Abb. 2.6 etabliert, die vier verschiedene Arten von umrichterbedingten Lagerströmen unterscheidet.

Die beiden links stehenden haben einen direkten Zusammenhang zum Verhältnis aus Lagerspannung zur hochfrequenten CM-Spannung. Die übrigen zwei Arten resultieren aus hochfrequenten Erdströmen, deren Ursache in den Kapazitäten

zwischen Wicklung und Stator C_{WS} sowie den steilen CM-Spannungsflanken und den damit verbundenen hohen Spannungsgradienten du/dt liegt.

Kapazitive Lagerströme

Kapazitive Lagerströme entstehen, wie in Abb. 2.4 dargestellt, hauptsächlich durch den anteiligen Spannungsfall der Gleichtaktkomponente u_{CM} über dem Lager bzw. zwischen dem Innen- und dem Außenring. Unter Schmierbedingungen im Lager, wenn in niedrigen Drehzahlbereichen noch kein trennender Schmierfilm vorhanden ist, verhält sich dieses wie ein ohmscher Widerstand, da die Wälzkörper und Lagerringe noch im Kontakt stehen und somit leitend verbunden sind [14, E2]. Mit steigender Drehzahl bzw. wenn sich allmählich ein trennender hydrodynamischer Schmierfilm aufbaut und sich infolgedessen eine Lagerkapazität ausgebildet hat, gilt Gleichung (2.2).

$$i = C \cdot \frac{du}{dt} \quad (2.2)$$

Folglich fließen kapazitive Lade- und Entladeströme von bzw. zu den Lagern, die je nach Motorgröße im Bereich von $|i_L| \leq 10 \text{ mA} \dots 200 \text{ mA}$ liegen können. Aufgrund der geringen Stromstärken werden kapazitive Lagerströme nicht als schädigend für die Motorlager angesehen [13, 14, 42].

EDM-Lagerströme

Für die Electric Discharge Machining (EDM)-Lagerströme ist ebenfalls die CM-Spannung aufgrund ihrer direkten Proportionalität von Bedeutung. Das Verhältnis von Lagerspannung u_L zur CM-Spannung an den Motorklemmen u_{CM} wird als Bearing-Voltage-Ratio (BVR) bezeichnet, das nach Gleichung (2.3) definiert ist und mithilfe von Abb. 2.7 hergeleitet wird [14, 40].

$$\text{BVR} = \frac{u_L}{u_{CM}} = \frac{C_{WR}}{C_{L,A} + C_{WR} + C_{SR} + C_{L,B}} \quad (2.3)$$

Über den Spannungsteiler in Abb. 2.7 bzw. durch den Quotienten der Kapazitäten zwischen Wicklung und Rotor C_{WR} und der Summe der Kapazitäten zwischen Statorblechpaket und Rotor C_{SR} , der Lager C_L und C_{WR} lässt sich die theoretisch maximale Lagerspannung u_L abschätzen. Die Spannungsüberschwinger am Motorklemmbrett werden hierbei üblicherweise nicht berücksichtigt. Je nach Motorgröße liegt das BVR typischerweise im Bereich zwischen 0,1 und 10 %

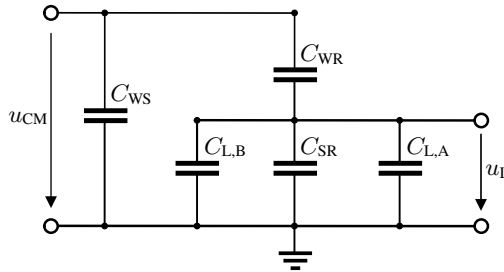


Abbildung 2.7: Prinzipdarstellung der HF-Motorstruktur zur Berechnung des BVRs nach [14]

[14], weshalb die Lagerspannung je nach Zwischenkreisspannung des Umrichters u_{ZK} über 30 V betragen kann [14, 40].

Wenn die Durchbruchfeldstärke des Schmiermittels, bei Fettlagern in etwa $15 \frac{\text{V}}{\mu\text{m}}$, überschritten wird, können EDM-Ströme mit Amplituden von mehreren Ampere von der Welle zum Lagerinnenring und über die Wälzkörper zum Außenring und zum Motorgehäuse fließen. Falls die gespeicherte Energie ausreichend hoch ist, laut [43] in der Größenordnung von etwa $100 \mu\text{J}$, führt dies zu Elektroerosion, und der Innenring, der Außenring oder auch der Wälzkörper wird lokal aufgeschmolzen [44].

Typische Schäden am Lager durch elektrische Überlastung sind in Abb. 2.8 abgebildet. Abb. 2.8 (a) zeigt die sogenannten Pittings (engl. für kleine Unstetigkeiten und Mikrokrater) im Lager, die meist das Laufgeräusch erhöhen, jedoch nicht zwingend die Lagerlebensdauer verringern. Die typischen EDM-Querrillen und -Krater entstehen infolge wiederholter Strompulse, die lokal zu Materialabtrag führen. An denselben Stellen kommt es dann immer wieder zu Durchbrüchen. Hohe Schaltfrequenzen verstärken die Erosionseffekte und ein solcher Schaden kann in kürzester Zeit eintreten [42].

Die entscheidenden Faktoren, ob EDM-Ströme auftreten, sind stark von den Motorbetriebsbedingungen wie Last, Drehzahl sowie der Temperatur beeinflusst. Des Weiteren sind die Vorgeschichte vorangegangener Entladungen, die Oberflächenrauheit der Lagerringe sowie die Schmiermittelbedingungen und -verteilung im Lager weitere Einflussfaktoren [E1, E2]. Zudem zeigt [45], dass eine höhere CM-Spannung die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Entladungen begünstigt und die Stärke der EDM-Ströme im Lager erhöht.

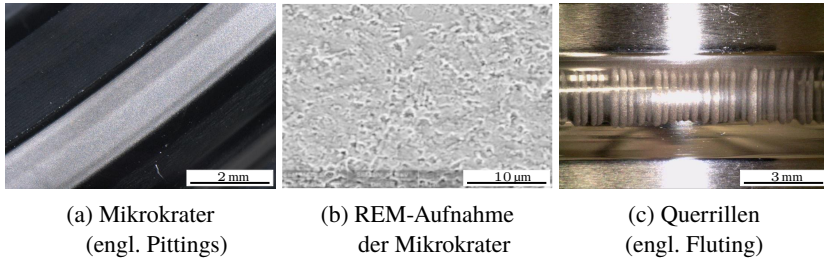


Abbildung 2.8: Elektrische Schäden am Lager-Innenring

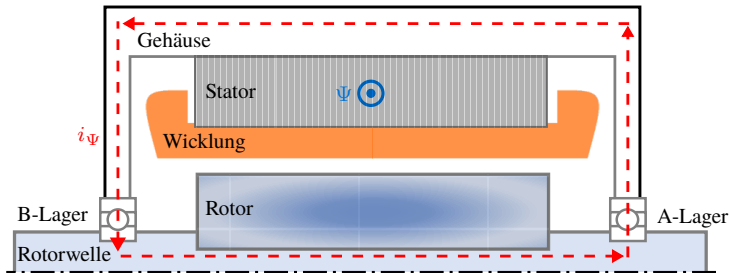


Abbildung 2.9: Prinzipdarstellung der Zirkular-Lagerströme in einer Motorstruktur ohne mechanische Last nach [33]

Zirkular-Lagerströme

Zirkular-Lagerströme sind hochfrequente Kreisströme, die durch beide Lager in unterschiedlicher Richtung fließen. Ursächlich ist der Common-Mode-Strom, der aus der CM-Spannung mit hohen Gradienten du/dt resultiert und durch die Kapazität zwischen Wicklung und Gehäuse C_{ws} fließt. Dieser Strom führt zu einem zirkularen magnetischen Fluss im Statorjoch, der in Abb. 2.9 blau dargestellt ist und die Motorwelle umschließt.

Der Fluss wiederum induziert in der Rotorwelle eine Spannung, die einen hochfrequenten Kreisstrom in der Masche „antriebsseitiges Wälzlager, Statorblechpaket und -gehäuse, nicht-antriebsseitiges Lager und Rotorwelle“ verursacht [13, 41].

Bei den hochfrequenten Kreisströmen mit induktivem Kopplungscharakter handelt es sich, anders als klassische Kreisströme, um Ströme, die durch die PWM-Taktung des Umrichters verursacht werden und mit dessen PWM-Schaltfrequenz zirkulieren. Besonders bei kleiner Motordrehzahl, aufgrund des metallischen Kontakts in den Lagern, können diese groß werden. Tischmacher zeigt in [13], dass bei jeder Schalthandlung ein zirkularer Lagerstrom fließt und beweist dessen zirkularen Charakter durch die Phasenverschiebung von 180° bei gleicher Amplitude an beiden Lagerstellen seiner untersuchten Maschine.

In sehr kleinen elektrischen Maschinen ist der gekoppelte hochfrequente Fluss zu klein, um eine ausreichend große Wellenspannung zu erzeugen und so den Schmierfilm der Lager durchbrechen zu können [34]. Bei großen Maschinen mit hoher Leistung wird der Zirkular-Lagerstrom jedoch messbar und kann bei den in [13, 44] untersuchten Industrienormmotoren von wenigen 100 mA bei 15 kW Bemessungsleistung bis zu mehreren Ampere in Maschinen mit Bemessungsleistungen über 110 kW reichen.

Rotor-Erdströme

Rotor-Erdströme fließen dann, wenn der Rotor bspw. über ein Getriebe oder anderes Anbaugerät geerdet ist. Der zusätzliche Erdpfad kann sich, je nach Impedanzverhältnis der weiteren parallelen Erdpfade, am Gehäuse über das Erdkabel sowie auch über die parallelen Lagerkapazitäten C_L und Stator-Rotor-Kapazität C_{SR} aufteilen. Insbesondere dann, wenn das Erdungssystem des Stators dem Gleichtaktstrom keinen niederimpedanten Weg zum Wechselrichter bietet, wird ein Erdstrom über die gut geerdete angeschlossene Last fließen. Das Impedanzverhalten des Lagers hängt dabei maßgeblich vom vorherrschenden Schmierzustand ab und bestimmt somit unmittelbar die Amplitude des Lagerstroms [E2]. Trotz intaktem Schmierfilm und gleichzeitig guter Statorerdung können dennoch Durchschlagströme im Wälzlager auftreten, wenn es zwischen verschiedenen Teilen der Maschine zu unerwünscht hohen elektrischen Potentialunterschieden kommt [44].

2.2 Methoden und Modelle der hochfrequenten Modellierung

Zur Berechnung der transienten Spannungsverläufe werden in der Literatur zwei grundsätzliche Ansätze verfolgt. Einerseits die analytische Herangehensweise mittels Telegraphengleichung, die häufig mit der Distributed-Parameter-

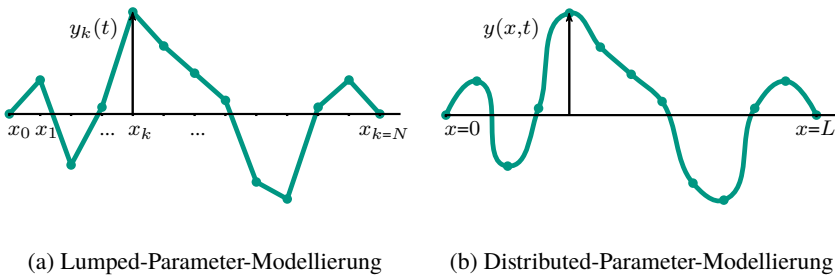


Abbildung 2.10: Unterscheidung der HF-Modellierungsarten

Modellierung kombiniert wird, andererseits die Modellierung mittels Lumped-Parameter-Modellen [46]. Abb. 2.10 dient zur Verdeutlichung des Unterschieds in der Modellierungsart. Die Wahl der jeweiligen Modellierung hängt neben der Leiterlänge des zu untersuchenden Systems und der Wellenausbreitungsgeschwindigkeit auch von der speziellen Anwendung ab [47]. Wenn eine grobe, aber schnelle Analyse gefordert ist, reichen oftmals Lumped-Parameter-Modelle, für hochfrequente Zustände und vor allem wenn genaue Details der räumlichen Verteilung erforderlich sind, ist ein rechenintensiveres Distributed-Parameter-Modell erforderlich [46]. Im Folgenden werden die Grundlagen beider Modellierungsansätze erläutert.

2.2.1 Lumped-Parameter-Modellierung

Die Lumped-Parameter-Modellierung geht davon aus, dass das Zeitverhalten eines physikalischen Systems mithilfe von diskreten Ersatzschaltbildelementen modelliert werden kann. Die jeweils äquivalenten, sogenannten Γ - bzw. π -Einzelentitäten lassen sich dann zu einem gesamten Ersatzschaltbild zusammensetzen. Wie Abb. 2.10(a) andeutet, werden die einzelnen Komponenten als „lumped“ (engl. für konzentriert, punktförmig) zu einem einzigen Punkt oder Einheit zusammengefasst betrachtet, da ihre räumliche Ausdehnung im Vergleich zur Gesamtgröße des Systems vernachlässigbar ist. Alle Effekte und Systemeigenschaften werden in einer kleinen Anzahl von Parametern zusammengefasst, die mit bestimmten Knoten und Punkten im System verknüpft sind. Das elektrische Verhalten und die Beziehungen innerhalb des Systems werden durch elektrische Elemente modelliert, die dann mathematisch über die Kirch-

hoff'schen Gesetze mittels gewöhnlicher Differentialgleichungen ausgedrückt werden [48]. Die Anzahl an äquivalenten Γ - bzw. π -Ersatzschaltbildentitäten wird dabei anhand der Leiterlänge des untersuchten Systems l_{sys} und der kleinstmöglichen auftretenden Wellenlänge λ_{min} im Leiter gemäß Gleichung (2.4) berechnet.

$$\lambda_{\text{min}} = \frac{v_c}{f_{\text{max}}} \approx v_c \cdot t_r \quad (2.4)$$

Dabei beschreibt v_c die Wellenausbreitungsgeschwindigkeit und t_r die Anstiegszeit der Impulse [47]. Um das Hochfrequenzverhalten korrekt abzubilden, wird in [49] empfohlen, in Abhängigkeit der Leiterlänge und der Ausbreitungsgeschwindigkeit, fünf bis zehn diskrete Abschnitte pro minimaler Wellenlänge zu verwenden.

Als Beispiel, für eine Ausbreitungsgeschwindigkeit von

$$v_c \cong \frac{c_0}{\sqrt{\mu_{\text{eff}} \cdot \varepsilon_r}} = \frac{300 \cdot 10^6}{\sqrt{4}} = 150 \cdot 10^6 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

mit der Lichtgeschwindigkeit in freiem Raum c_0 , der relativen Dielektrizitätszahl eines homogenen Mediums mit $\varepsilon_r = 4$, der effektiven Permeabilität μ_{eff} und einer angenommenen Anstiegsgeschwindigkeit von $t_r = 50 \text{ ns}$ ergibt nach Gleichung (2.4), $\lambda_{\text{min}} = 7,5 \text{ m}$. Somit sind für ein 100 m langes System $5 \dots 10 \cdot \frac{100 \text{ m}}{7,5 \text{ m}} \approx 67 \dots 134 \Gamma$ - bzw. π -Einzelentitäten nötig.

Für den in der Arbeit entwickelten Ansatz auf Spulenseitenebene ist diese Voraussetzung inhärent erfüllt.

2.2.2 Distributed-Parameter-Modellierung

Im Gegensatz berücksichtigt die Distributed-Parameter-Modellierung zusätzlich die räumliche Verteilung der Eigenschaften innerhalb des Systems mit der Annahme, dass die Systemparameter auch über die räumliche Ausdehnung variieren können. Die Modellierungsart findet somit Anwendung, wenn eine räumliche und zeitliche Ausdehnung gegenüber dem Gesamtsystem nicht vernachlässigbar ist oder wenn gezielt einzelne räumliche oder zeitliche Betrachtungspunkte modelliert werden sollen [46].

Durch partielle Differentialgleichungen und mithilfe der Kirchhoff'schen Gesetze werden bei dieser Modellierungsart die Beziehungen und das Verhalten beschrieben. Hauptsächlich unterscheidet sich diese Modellierungsart durch die

Dimensionalität, wie Abb. 2.10 (b) verdeutlicht. Die 1-D bzw. diskrete Punktbeachtung des Lumped-Parameter-Modells wird durch eine Mehrdimensionalität und kontinuierliche räumliche und zeitliche Variation ersetzt.

Ein Anwendungsbeispiel hierfür ist die Telegraphengleichung, die ursprünglich zur Beschreibung der Ausbreitung elektrischer Signale auf Übertragungsleitungen über mehrere Kilometer genutzt wurde. In diesem Kontext spielt neben der zeitlichen auch die räumliche Ausbreitung eine wichtige Rolle, um alle Änderungen der elektrischen Signale auf der Leitung erfassen zu können [46, 48, 49].

2.2.3 Vergleich der Modelle im Stand der Technik

Für die aus der Literatur bereits zahlreich bekannten Modelle stellt Tabelle 2.1 in Anlehnung an [50] eine Übersicht über einige bestehende Modelle dar und fasst die wesentlichen Unterschiede zusammen.

Neben der Klassifikation in Lumped- und Distributed-Parameter-Modelle können diese Modelle auch nach ihrer Topologie, den Parametrisierungsmethoden und weiteren charakteristischen Hauptmerkmalen wie dem Frequenzbereich sowie der Berücksichtigung von Motorstrukturen, hauptsächlich Rotor und Motorlager, eingeteilt werden. Darüber hinaus kann in der Art der Simulationsdomäne unterschieden werden [50, 58].

Die Topologien der in der Literatur bekannten Modelle können dabei grundsätzlich in die in Abb. 2.11 dargestellten Schaltkreisen eingeteilt und Derivate davon abgeleitet werden.

In Abb. 2.11 (a) wird das Modell von Carpaneto [59] dargestellt, das der Autor bis zu einer Frequenz von 1 MHz für valide erachtet. Die HF-Parametrisierungen für die Motorgehäusewiderstände R_g , Wirbelstromverluste R_e , die Statorstreuinduktivität L_s und die verteilte parasitäre Kapazität C_g zwischen Wicklung und Stator wurden für Asynchronmaschinen durch Messungen abgeleitet.

Schinkel [60] erweitert das Modell in Abb. 2.11 (b) durch die Aufteilung der Kapazität zwischen den Wicklungen und dem Statorgehäuse sowie dessen Gültigkeit bis 30 MHz. Verbesserungen des Modells wurden durch Hinzufügen einer L_T - R_T - C_T - Kombination in Abb. 2.11 (c) von Moreira [61] erreicht. Hierbei werden zusätzliche Resonanzen aufgrund von Kapazitätseffekten zwischen den Windungen erfasst.

Das Modell von Magdun [62] in Abb. 2.11 (d) kombiniert die Modelle von Abb. 2.11 (a) und 2.11 (b). Zur Verbesserung des Modells wird die Induktivität L_c der Zuleitung zum Motor berücksichtigt und die Kapazitäten C_{g1} und C_{g2} teilen sich einen gemeinsamen Punkt am Gehäuse, an dem im vollständigen Mo-

Autor	Modell- ierungsart	Frequenz- bereich	Domäne	Parametri- sierung	Rotor	Lager
[51]	Distributed	1 Hz - 20 MHz	Zeit	Messungen	Nein	Nein
[46]	Distributed + Lumped	1 kHz - 100 MHz	Zeit + Frequenz	Analytisch + Messungen	Nein	Nein
[52]	Lumped	10 kHz - 10 MHz	Frequenz	Messungen	Nein	Nein
[49]	Lumped	1 kHz - 10 MHz	Zeit + Frequenz	FEM	Nein	Nein
[53]	Lumped	10 kHz - 1 MHz	Frequenz	FEM	Nein	Nein
[54]	Lumped	100 Hz - 10 MHz	Frequenz	FEM + Analytisch	Ja	Nein
[55]	Lumped	150 kHz - 10 MHz	Zeit + Frequenz	Messungen	Ja	Ja
[56]	Lumped	10 Hz - 10 MHz	Zeit + Frequenz	Analytisch	Ja	Ja
[57]	Lumped	30 Hz - 5 MHz	Zeit + Frequenz	FEM + Analytisch	Ja	Ja
[E3]	Lumped	1 kHz - 10 MHz	Zeit + Frequenz	Analytisch + Messungen	Nein	Nein

Tabelle 2.1: Übersicht über die HF-Modelle in der Literatur in Anlehnung an [50, 58]

dell die Kapazität C_{RS} zwischen Rotor und Stator sowie die Lagerkapazitäten C_L verbunden sind [62].

Hinsichtlich der Simulationsdomäne werden die Modelle teilweise für den Zeit- und teilweise für den Frequenzbereich verwendet. Wenn lediglich die Impedanzkurven der betrachteten elektrischen Maschine simuliert werden sollen, reicht die Frequenzdomäne aus. Für die Auswertung der transienten Spannungs- und Stromverläufe ist die Zeitdomäne erforderlich. Die Frequenzabhängigkeiten der einzelnen elektrischen Elemente werden dabei vereinzelt durch RL -Leiter-

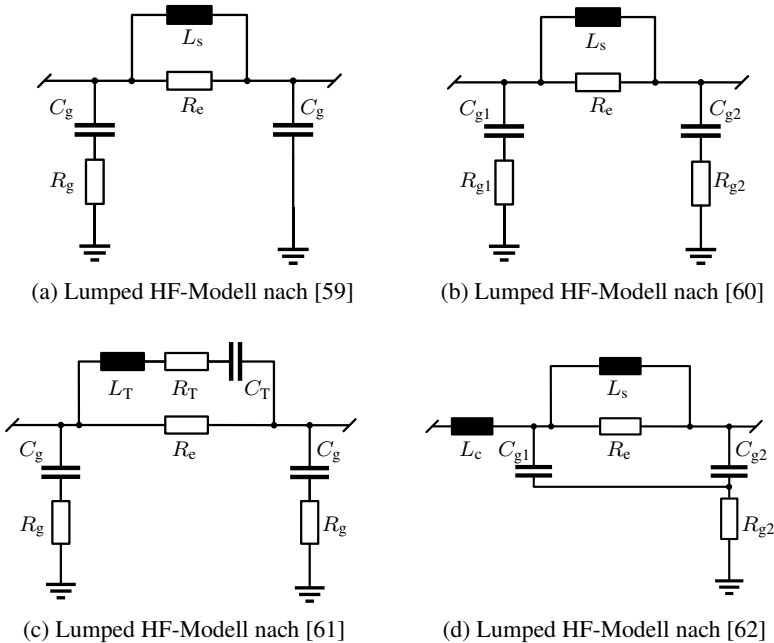


Abbildung 2.11: Unterscheidung der HF-Modelltopologien

Modelle modelliert oder mithilfe eines Foster-Netzwerks und Vektor-fitting-Methoden parametrisiert, um Skin- und Proximity-Effekte abzubilden [50]. Die in der Übersicht in Tabelle 2.1 dargestellten Modelle adressieren zwar alle das grundlegende Impedanzverhalten der Maschine, berücksichtigen jedoch unterschiedliche Hochfrequenzphänomene oder Teile der Maschine. Insbesondere wird der Einfluss des Rotors in einigen Modellen nicht oder nur unzureichend einbezogen, was vor allem bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen (PMSM) mit vergrabenen Magneten eine zu wesentliche Vereinfachung darstellt. Während Ruiz-Sarrio [53] zeigt, dass der Rotor in seinem Fall lediglich einen vernachlässigbaren Einfluss hat, belegen Impedanzmessungen an den eigenen untersuchten Motoren hingegen einen signifikanten Einfluss des Rotors [E4]. Darüber hinaus berücksichtigen nur wenige Modelle die Lager, so bspw. [54, 56, 57], da ihr Einfluss im Stillstand vernachlässigt werden kann oder erst bei der Simulation von Lagerströmen von Bedeutung ist. Weitere relevante Einflüsse, wie

die Verlustcharakteristik des Statorblechs und dessen Dämpfungseffekt auf die Impedanzkurve gelten als äußerst schwer zu quantifizieren und werden daher in der Literatur häufig nur empirisch abgeschätzt [63]. Zudem werden nicht in allen Modellen die Leiter-Leiter-Kapazitäten C_{ij} einbezogen, wobei diese zusätzliche Resonanzen hervorrufen können, wie in [57, 60] gezeigt wird.

Eigener Beitrag zum Stand der Technik

In der eigenen Forschungstätigkeit wurde ein Statormodell auf Einzelnut-Ebene entwickelt, das die konkreten Positionen der einzelnen Spulenseiten einer Hairpin-Wicklung berücksichtigt, da diese sich durch induktive und kapazitive Kopplungen gegenseitig beeinflussen. Die elektrischen Ersatzschaltbildelemente dieses Modells wurden dabei auf Basis von Impedanzmessungen oder mithilfe analytischer Gleichungen parametrisiert [E3].

In der Folgepublikation [E5] wird die Validität des Modells im Frequenzbereich durch Impedanzmessungen und im Zeitbereich durch die Anregung mit sinusförmigen Spannungen mit unterschiedlichen Frequenzen bestätigt.

Die wissenschaftliche Problemstellung hinsichtlich der zweckmäßigen Modellierung der umrichterbedingten Hochfrequenzeffekte sowie des vollständigen strukturellen Aufbaus des Gesamtmotors, nicht nur des Stators, wird in diesen Publikationen jedoch nicht geklärt. Daher folgt in [E4] ein umfassenderes Gesamtmotormodell, das alle HF-relevanten strukturellen Teile des Motors berücksichtigt. Die Parametrisierung dieses Modells erfolgt dabei mittels FEM.

Das Modell der vorliegenden Arbeit, wie in Kapitel 3 ausführlich behandelt, grenzt sich von den Literaturmodellen dadurch ab, dass die Parametrisierung die Magnetisierungsstrom- und Frequenzabhängigkeit des Eisenmaterials sowie das drehzahlabhängige Impedanzverhalten der Lager umfasst und indes ausschließlich auf Geometrie- und Materialdaten basiert.

Darüber hinaus berücksichtigt das eigene Modell die durch den Rotor induzierte Spannung und erweitert damit die bestehende Literatur um die betriebspunktabhängige Betrachtung.

Die weitere, für die Praxis relevante Modellerweiterung umfasst die Berücksichtigung der diskret vom Pulswechselrichter und seinen schnellschaltenden Leistungshalbleitern eingepprägten transienten Hochfrequenzphänomene, sodass bereits in frühen Entwicklungsstadien Erkenntnisse über die Wechselwirkungen im Motor gewonnen werden können.

2.3 Frequenzspektrum der umrichterbedingten PWM-Spannung

Zur Charakterisierung des EMV-Verhaltens von Pulswechselrichtern untersucht [64] das Spektrum einfacher Pulse. Ein einzelner Taktimpuls kann als Trapezimpuls betrachtet und mithilfe der Fourier-Transformation kann, gemäß der allgemeinen Definition in Gleichung (2.5), Rückschluss auf das Frequenzspektrum gezogen werden.

$$X(f) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{j\omega t} dt \quad (2.5)$$

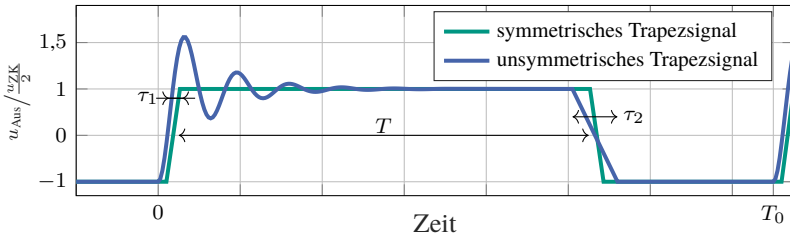
Die Methode der schnellen Fourier-Transformation (engl. Fast-Fourier-Transformation - FFT) ist ein spezieller Algorithmus zur Berechnung der Fourier-Transformation eines diskreten periodischen Signals. Hierbei wird das Zeitsignal in dessen einzelne Spektralkomponenten zerlegt und gibt dadurch Aufschluss über seine Zusammensetzung. Die allgemeine Formel für die diskrete Fourier-Transformation eines Signals $x[n]$ der Länge N lautet:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (2.6)$$

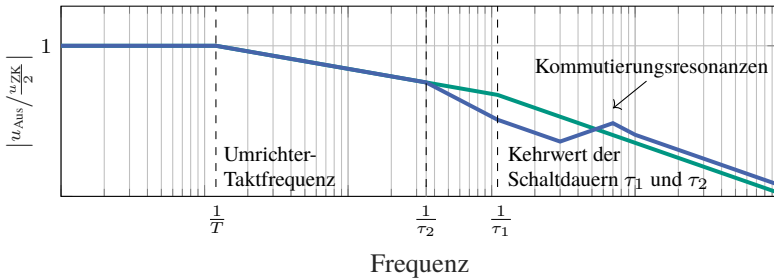
Hierbei steht $X[k]$ für den jeweiligen Anteil der Komponente im Frequenzbereich mit Index k , während $x[n]$ den n -ten Abtastwert des Eingangssignals beschreibt [65]. Es lässt sich damit abschätzen, welche Amplituden im hohen Frequenzbereich auftreten.

Bei der FFT-Analyse kann die Fensterfunktion entscheidenden Einfluss auf die Ergebnisse und Genauigkeit haben, da sie sowohl die Frequenzauflösung als auch die Signalländer beeinflusst. Für die vorliegende Arbeit wurde die gleichverteilte bzw. Rechteck-Fensterfunktion gewählt. Diese modifiziert das Signal nicht, wodurch Randeffekte zwar erhalten bleiben, einzelne Frequenzkomponenten jedoch nicht gewichtet werden, sodass das vollständige, ursprünglich gemessene Frequenzspektrum der transienten Signale berücksichtigt wird. Um zusätzlich Aliasing-Effekte und Verzerrungen zu vermeiden, wurde gemäß dem Nyquist-Abtasttheorem die Abtastfrequenz als ein Vielfaches der höchsten zu betrachtenden Frequenzkomponente des Signals gewählt.

Neben dem ideal symmetrischen, trapezförmigen Ausgangsspannungssignal eines Frequenzumrichters ist in Abb. 2.12 (a) das unsymmetrische, der Praxis näherkommende und messbare Pendant einer Modellrechnung dargestellt. In der



(a) Zeitlicher Verlauf



(b) Hüllkurve des Frequenzspektrums

Abbildung 2.12: Ausgangsspannung eines Frequenzumrichters sowie die zugehörige Hüllkurve des Frequenzspektrums - jeweils normiert auf die halbe Zwischenkreisspannung $u_{ZK}/2$ nach [66, 67]

zugehörigen Abb. 2.12 (b) sind die Signale der Modellrechnung in den Frequenzbereich transformiert, sodass sich die im unteren Bild gezeigten Hüllkurven der Frequenzspektren ergeben [66, 67].

Abhängig von der Schaltdauer τ der Leistungshalbleiter können die Amplituden der hochfrequenten Anteile der Ausgangsspannung einige Millivolt betragen, die bis in den Frequenzbereich um 100 MHz reichen [68].

Die Studie [67] zeigt, dass das hochfrequente Störspektrum vom eingeregelter Modulationsindex m_η des Umrichters abhängt. Wird m_η zu null, werden die Halbbrücken aller drei Phasen simultan vom gleichen Schaltzustand umgeschaltet, und es findet ein Wechsel zwischen den Nullspannungszeigern statt. Die Spannung jedes Wicklungsstrangs und folglich auch die Gleichtaktspannung, bezogen auf den symmetrischen Nullpunkt des Umrichters, nehmen nur

die positiven oder negativen Werte des Umrichterzwischenkreises $\pm u_{zk}/2$ an. Dies entspricht dem Worst-Case-Szenario hinsichtlich der EMV-Störspannung sowie der maximalen Common-Mode-Belastung des Motors [69].

Wie in Abschnitt 2.1.3 angekündigt, soll eine FFT-Analyse der PWM-Spannung den relevanten Frequenzbereich für die entwickelte Motormodellierung definieren und so das Spektrum der Hüllkurve eingrenzen. Für diesen Zweck wurde am *Elektrotechnischen Institut (ETI)* ein SiC-Halbleitermodul vom Typ *Wolfspeed CRD300DA12E-XM3*, exemplarisch für den Einsatz in Automotive-Traktionsumrichtern, am Doppelpulsprüfplatz vermessen [70].

Die Doppelpulsmessung ist eine Methode zur Charakterisierung von Halbleitern und ermöglicht Schaltverluste und elektrische Eigenschaften wie Durchlasswiderstand, Sperrverluste, Schaltverluste und Schaltgeschwindigkeit zu identifizieren [71].

Abb. 2.13 zeigt die gemessene Drain-Source-Spannung u_{DS} am SiC-Halbleitermodul sowie das zugehörige Amplitudenspektrum zum Einschaltzeitpunkt und damit, welche HF-Anteile in der CM-Spannung am Motorklemmbrett auftreten können.

Die Untersuchung einer einzigen Einschaltsequenz erfolgt unter der Annahme, dass sich das Schaltverhalten bei jedem Schaltvorgang invariant wiederholt. Zudem wird angenommen, dass die Motorzuleitung vom Umrichteranschluss, die in der Praxis unterschiedliche Längen haben kann, bereits in der Messung berücksichtigt ist [66]. Die aus der Hochfrequenztechnik bekannten Effekte der Reflexion und Signallaufzeit, die zu zusätzlichen Überspannungen am Motor führen können [72], werden nicht separat ausgewiesen, sondern als im Frequenzspektrum beinhaltet betrachtet. Prinzipiell wirkt der Motor wie eine nicht-angepasste Abschlussimpedanz mit induktivem Charakter für die Motorzuleitung. An den Motorklemmen können deshalb Reflexionen mit doppelter Amplitude der Umrichteranschlussspannung auftreten [72].

Nach [66] ist es aufgrund der vielfältigen Faktoren oftmals nicht möglich vorherzusagen, ob die konkrete Konstellation zu Überspannungen führt. Um teure zusätzliche Filtermaßnahmen zu vermeiden, wird in der Automobilindustrie versucht, die Leitungslängen möglichst kurz zu halten. Folgerichtig entwickelt sich der Trend zu vollintegralen Antriebseinheiten, bei denen der Umrichteranschluss direkt an den Motoranschlussklemmen sitzt, wie beispielsweise beim Motor des BMW i3s oder Lucid Airs [D1, D2].

In Abb. 2.13 (a) ist die schnelle Anstiegsrate der Spannung du/dt von SiC-Leistungshalbleitern, die hier ca. $14,7 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ beträgt, deutlich erkennbar, wobei gleichzeitig auch die damit verbundenen Problematiken sichtbar werden. Die Spannung erreicht eine Amplitude von ca. 1100 V, was ca. dem 1,375-fachen

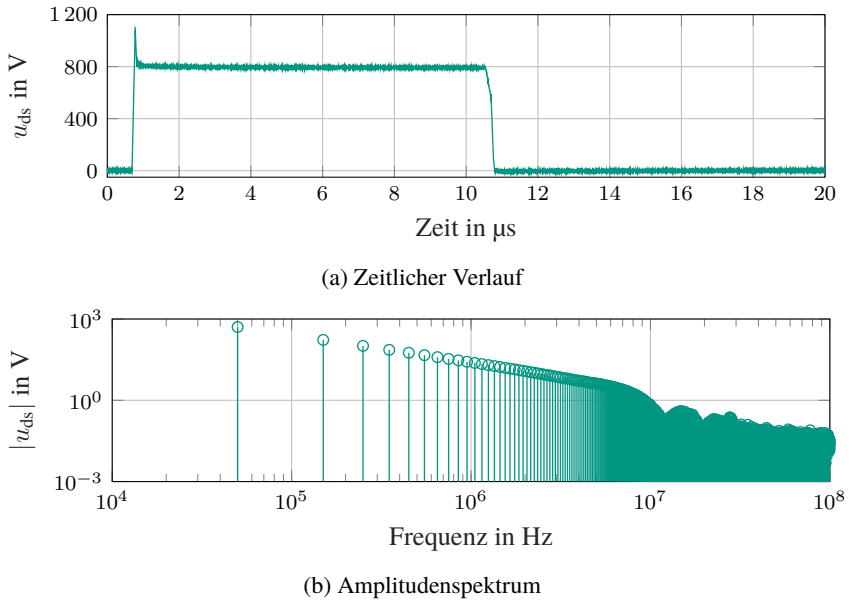


Abbildung 2.13: Drain-Source Spannung beim Schaltvorgang

der Zwischenkreisspannung entspricht. Das zugehörige Amplitudenspektrum in Abb. 2.13 (b) verdeutlicht zudem, dass hochfrequente parasitäre Spannungsanteile mit nicht vernachlässigbaren Spannungsamplituden im Bereich weit oberhalb 1 MHz hervorgerufen werden.

Basierend auf dieser Messung wird der für die Modellierung eines Motors relevante Frequenzbereich zwischen 1 kHz und 30 MHz definiert. Dies entspricht dem Bereich zwischen der minimalen Trägerfrequenz eines üblichen Frequenzumrichters und ca. dem Dreifachen der 3-dB-Grenzfrequenz des vermessenen SiC-Halbleitermoduls und deckt somit insbesondere die dominanten Resonanzfrequenzen des betrachteten Motors und seiner Wicklung ab [73].

Kapitel 3

Modellierung der Hochfrequenz-Effekte in Elektromotoren mit Hairpin-Wicklung

Im folgenden Kapitel wird die Modellbildung und die mathematische Beschreibung zur Analyse der transienten Spannungsverteilung sowie der parasitären HF-Effekte in Elektromotoren mit Hairpin-Wicklungen ausführlich dargelegt. Abgrenzend von den Veröffentlichungen [E3, E4] und insbesondere zur Erweiterung des Stands der Technik liegt der Fokus auf der Entwicklung eines betriebspunktabhängigen Gesamtmotormodells und der Vorausberechnung der Parametrisierung ausschließlich auf der Basis von vorgegebenen Geometrie- und Materialdaten einer elektrischen Maschine.

3.1 Modellaufbau durch frequenzabhängige elektrische Elemente

Für die Modellierung einer elektrischen Maschine wurde ein zweckmäßiges elektrisches Ersatzschaltbild aufgebaut, das in Abb. 3.1 dargestellt ist. Dieses Ersatzschaltbild umfasst alle strukturellen und für die parasitären Effekte relevanten und wirkenden Widerstände, Induktivitäten und Kapazitäten zwischen

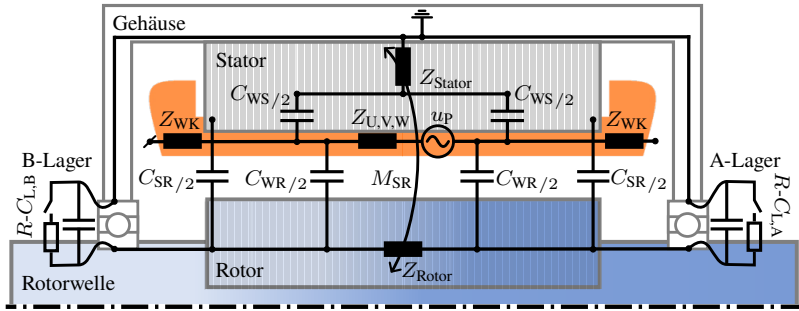


Abbildung 3.1: Gesamtstruktur des Lumped-Parameter-Motormodells

den verschiedenen geometrischen Abschnitten des Motors. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird auf die Unterstriche bei den komplexen Ersatzschaltbild-elementen verzichtet.

Im Gesamtmotormodell liegt der Fokus dennoch primär auf dem Stator und seiner Hairpin-Wicklung. Das Modell der mehrsträngigen Wicklung wird aufgrund seiner Komplexität in Abb. 3.1 nur vereinfacht durch drei serielle Impedanzen dargestellt. Dabei repräsentiert $Z_{U,V,W}$ den Wicklungsteil im Blechpaket, getrennt von den zwei Wickelkopfanteilen Z_{WK} . Die ausführliche Modellierung der Wicklung in einer einzelnen Nut wird in Abb. 3.2 dargestellt.

Im Gesamtmotormodell werden darüber hinaus auch die parasitären elektrischen Pfade des Rotors wie bspw. über die Motorlager modelliert. Aus Symmetriegründen werden dabei die Kapazitäten C_{WS} , C_{WR} und C_{SR} jeweils in zwei parallele Kapazitäten aufgeteilt.

Für die Modellierung der Hairpin-Statorwicklung ist kongruent zur Veröffentlichung [E3] ein Lumped-Parameter-Ansatz auf Nut- und Spulenseiten-Ebene zweckmäßig. Wie Abb. 3.2 darstellt, liegen in jeder der N_N Nuten, N_L Spulenseiten, die durch frequenzabhängige Widerstände $R_{s,i}$, komplexe Statorinduktivitäten $\underline{L}_{s,i}$ sowie deren $(N_N \cdot N_L) \times [(N_N \cdot N_L) - 1]$ gegenseitige Kopplungen $M_{i,j}$ modelliert werden.

Zudem wird eine Spulenseite mit zwei Kapazitäten versehen, die das elektrische Feld beschreiben, das sich über das Isoliermaterial zum Statorblechpaket $C_{G,i}$ und zwischen benachbarten Leitern $C_{i,j}$ erstreckt. Parallel zu jeder Kapazität wird ein Leitwert $G_{G,i}$ bzw. $G_{i,j}$ eingeführt. Dieser beschreibt die dissipative

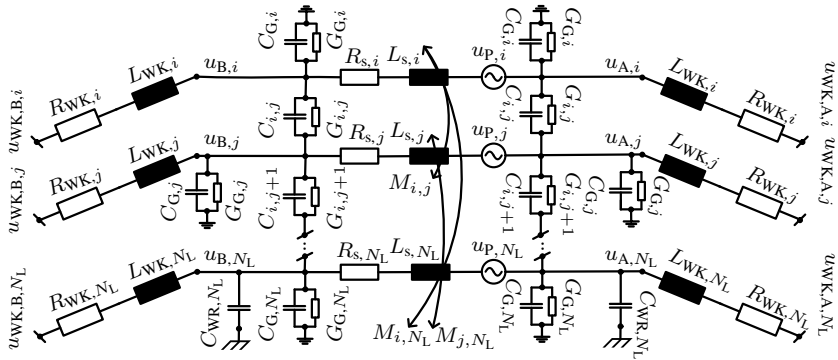


Abbildung 3.2: Lumped-Parameter-Modellierung der Wicklung bzw. von Z_{WK} und $Z_{U,V,W}$ in Abb. 3.1 - exemplarisch für eine Nut mit N_L Spulenseiten

Leistung, die in Isoliermaterialien auftritt, wenn sie einem elektrischen Wechselfeld ausgesetzt sind.

Um das Modell um die Betriebspunktabhängigkeit zu erweitern, wird die durch den Rotor induzierte Spannung u_P eingeführt. Deren Kopplung mit jedem einzelnen Leiter einer Nut wird dabei durch die Spannungsquelle $u_{P,i}$ berücksichtigt. Zudem wird das drehzahlabhängige Impedanzverhalten der beiden Lager durch die Einführung jeweils eines R - C_L -Kreises und eines Schalters modelliert.

Bei geöffnetem Schalter verhält sich das Lager kapazitiv, was dem Verhalten bei hohen Drehzahlen bzw. unter hydrodynamischen Schmierbedingungen entspricht. Ist der Schalter geschlossen, wird das Lager aufgrund des vernachlässigbaren Widerstands kurzgeschlossen, was den Schmierbedingungen bei metallischem Kontakt, üblicherweise bei Stillstand und geringen Drehzahlen, entspricht [E1, E2].

Für den Wickelkopfteil jeder Spulenseite lässt sich ein äquivalentes Ersatzschaltbild aus R_{WK} - L_{WK} -Elementen zeichnen, die mit den Entitäten des Nutanteils verbunden sind. Die Kapazitäten und zugehörigen parallelen Leitfähigkeiten werden aufgrund der relativ zum Blechpaket sehr kleinen Werte vernachlässigt. Des Weiteren wird auf die induktive und kapazitive Kopplung zwischen den Leitern im Wickelkopf verzichtet. Eine Sensitivitätsanalyse zur Untersuchung des Einflusses der Kopplungen im Wickelkopf [E6] sowie [74] zeigen, dass diese keine signifikanten Auswirkungen auf die Impedanzkurve haben und somit vernachlässigt werden können.

Vervollständigt wird das Gesamtmotormodell in Abb. 3.1 durch die Modellierung der zirkularen Lagerströme in Folge eines HF-Ringflusses. Hierfür wird eine zusätzliche Impedanz im Stator $\underline{Z}_{\text{Stator}}$ und im Rotor $\underline{Z}_{\text{Rotor}}$ eingeführt. Da der hochfrequente Erdstrom des Stators den zeitlich veränderlichen Common-Mode-Fluss hervorruft, der eine Spannung in der Rotorwelle induziert und jene wiederum die zirkularen Lagerströme treibt, kann die Maschine laut [40] als Transformator betrachtet werden. Mithilfe $\underline{M}_{\text{SR}}$ im Gesamtmotormodell wird die Kopplung zwischen den beiden Strompfaden modelliert.

3.2 Mathematisch-analytische Beschreibung des Modells

Zur mathematischen Beschreibung des Motormodells werden anhand der Abb. 3.1 und 3.2 und gemäß den Kirchhoff'schen Regeln [75] alle Knoten- und Maschengleichungen aufgestellt und in das Differentialgleichungssystem (A.1) überführt. Mithilfe der Fourier-Transformation $x(t) \circ \bullet X(f)$ nach Gleichung (2.5) werden anschließend die Gleichungen vom Zeit- in den Frequenzbereich transformiert, sodass sich für jede der N_f betrachteten Frequenzstützstellen das Gesamtgleichungssystem (3.1) in Matrix-Vektorform der Größe $[(N_N \cdot N_L \cdot 9) + 7] \times N_f$ ableitet.

$$\vec{i}_B = \vec{i}_{\text{CM},B} + \vec{i}_{\text{CM,Rotor},B} + \vec{i}_L \quad (3.1a)$$

$$\vec{i}_A = \vec{i}_{\text{CM},A} + \vec{i}_{\text{CM,Rotor},A} + \vec{i}_L \quad (3.1b)$$

$$\vec{u}_{\text{WK},B} - \vec{u}_B = (\underline{R}_{\text{WK}} + j\omega \cdot \underline{L}_{\text{WK}}) \cdot \vec{i}_B \quad (3.1c)$$

$$\vec{u}_{\text{WK},A} - \vec{u}_A = (\underline{R}_{\text{WK}} + j\omega \cdot \underline{L}_{\text{WK}}) \cdot \vec{i}_A \quad (3.1d)$$

$$\vec{u}_B - \vec{u}_A = (\underline{R}_s + j\omega \cdot \underline{L}_s) \cdot \vec{i}_L + \vec{u}_P \quad (3.1e)$$

$$\vec{i}_{\text{CM},B} = \underline{C} \cdot j\omega \cdot (\vec{u}_B - \vec{u}_{\text{Stator}}) + \underline{G} \cdot (\vec{u}_B - \vec{u}_{\text{Stator}}) \quad (3.1f)$$

$$\vec{i}_{\text{CM},A} = -(\underline{C} \cdot j\omega \cdot (\vec{u}_A - \vec{u}_{\text{Stator}}) + \underline{G} \cdot (\vec{u}_A - \vec{u}_{\text{Stator}})) \quad (3.1g)$$

$$\sum \vec{i}_{\text{CM,Rotor},B} = \vec{i}_{\text{CM,SR},B} + \vec{i}_{\text{Lager},B} + \vec{i}_{\text{Rotor}} \quad (3.1h)$$

$$\sum \vec{i}_{\text{CM,Rotor},A} = \vec{i}_{\text{CM,SR},A} + \vec{i}_{\text{Lager},A} + \vec{i}_{\text{Rotor}} \quad (3.1i)$$

$$\vec{u}_{\text{Rotor},B} - \vec{u}_{\text{Rotor},A} = \underline{R}_{\text{Rotor}} \cdot \vec{i}_{\text{Rotor}} + j\omega \cdot \underline{M}_{\text{SR}} \cdot (\sum \vec{i}_{\text{CM},B} - \sum \vec{i}_{\text{CM},A}) \quad (3.1j)$$

$$\vec{i}_{\text{CM,Rotor},B} = \underline{C}_{\text{WR}} \cdot j\omega \cdot (\vec{u}_B - \vec{u}_{\text{Rotor},B}) \quad (3.1k)$$

$$\vec{i}_{\text{CM,Rotor},A} = -\underline{C}_{\text{WR}} \cdot j\omega \cdot (\vec{u}_A - \vec{u}_{\text{Rotor},A}) \quad (3.1l)$$

$$\vec{i}_{\text{Lager,B}} = -C_{\text{L,B}} \cdot j\omega \cdot (\vec{u}_{\text{Rotor,B}} - \vec{u}_{\text{Stator}}) \quad (3.1\text{m})$$

$$\vec{i}_{\text{Lager,A}} = C_{\text{L,A}} \cdot j\omega \cdot (\vec{u}_{\text{Rotor,A}} - \vec{u}_{\text{Stator}}) \quad (3.1\text{n})$$

$$\vec{i}_{\text{CM,SR,B}} = C_{\text{SR}} \cdot j\omega \cdot (\vec{u}_{\text{Rotor,B}} - \vec{u}_{\text{Stator}}) \quad (3.1\text{o})$$

$$\vec{i}_{\text{CM,SR,A}} = -C_{\text{SR}} \cdot j\omega \cdot (\vec{u}_{\text{Rotor,A}} - \vec{u}_{\text{Stator}}) \quad (3.1\text{p})$$

Die Transformation vom Zeit- in den Frequenzbereich und die Überführung des Gleichungssystems in Matrixform erlaubt eine kompakte Formulierung sowie das Lösen der N_f diskret vorgegebenen Frequenzen. Da jede diskrete Frequenz ein eigenes algebraisches Gleichungssystem bildet, kann die Frequenzabhängigkeit der elektrischen Ersatzschaltbildelemente berücksichtigt werden. Die komplexen Ersatzschaltbildelemente, wie bspw. \underline{L}_s , ergeben sich aus der in Kapitel 4 beschriebenen Parametrisierungsmethodik.

3.3 Modellierung der Nebenbedingungen

Das Wickelschema bzw. die Schaltfolgen der einzelnen Spulenseiten im Wickelkopf, aber auch die Schaltungsart, Stern- oder Dreieck, sowie die Anschlüsse am Klemmbrett, Umrichter oder Impedanzanalysator verändern die Vektoren der bekannten und unbekannten Größen (A.2) und (A.3) und ergeben sich aus unterschiedlichen Nebenbedingungen. Diese müssen bei der Lösung des Modells berücksichtigt und somit die Gleichungssysteme (3.1) und (A.1) dementsprechend erweitert werden. Im folgenden Abschnitt wird die mathematische Formulierung aller Nebenbedingungen beschrieben.

3.3.1 Wickelschema

Beim Design eines Elektromotors werden Wicklungen häufig gesehen, um eine sinusförmigere Verteilung des Magnetfelds über den Luftspaltumfang zu erreichen. Dadurch können Oberfelderscheinungen reduziert und somit der Drehmomentverlauf, die Geräuschanregung und weitere unerwünschte NVH-Effekte positiv beeinflusst werden [26, 76]. Neben den elektromagnetischen Auswirkungen kann das Wickelschema auch auf die Ausbildung von Ausgleichsströmen in parallelen Zweigen, auf die Beanspruchung des Isoliersystems und andere parasitäre Effekte Einfluss nehmen [E3, 77].

In Abb. 3.3 werden exemplarisch zwei Wickelschemata gezeigt, in Abb. 3.3 (a) ohne Sehnung, in Abb. 3.3 (b) mit $5/6$ -Sehnung. Mit einer $5/6$ -Sehnung bei Loch-

Nut	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
Lage 1													Strang U (+)
Lage 2													Strang V (+)
Lage 3													Strang W (+)
Lage 4													Strang U (-)
Lage 5													Strang V (-)
Lage 6													Strang W (-)

(a) Wickelschema ohne Sehnung

Nut	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
Lage 1													Strang U (+)
Lage 2													Strang V (+)
Lage 3													Strang W (+)
Lage 4													Strang U (-)
Lage 5													Strang V (-)
Lage 6													Strang W (-)

 (b) Wickelschema mit $\frac{5}{6}$ -Sehnung

 Abbildung 3.3: Exemplarische Wickelschemata mit $N_N = 12$, Lochzahl $q = 2$ über zwei Polteilungen (+) und (-)

zahl $q = 2$, können die fünften und siebten harmonischen Oberfelder stark verringert werden, jedoch ist dafür eine aufwändigere Phasenisolierung und eine besondere Gestaltung der Wickelköpfe nötig [76, 78, 79].

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde die Schaltung im Wickelkopf bzw. das Erstellen aller Nebenbedingungen derart automatisiert, dass das Wickelschema in tabellarischer Form vorliegen muss. Der zugrunde liegende Algorithmus benötigt hierzu lediglich alle Basisinformation der Wicklung, wie Anzahl der Nuten N_N , Anzahl der Spulenseiten pro Nut N_L , Anzahl der Stränge m sowie die Anzahl der parallelen Zweige pro Strang a , um u.a. die Anzahl der Leiter pro Parallelzweig eines Strangs z_N , zu berechnen.

Gemäß der Schaltungsgesetze im Gleichungssystem (3.2) erweitert der Algorithmus die Gleichungssysteme (A.1) und (3.1).

$$\underline{u}_{WK,B,i} = \underline{u}_{WK,B,i+1} \quad i=1 \dots z_N - 1 \quad (3.2a)$$

$$\underline{u}_{WK,A,i} = \underline{u}_{WK,A,i+1} \quad i \neq z_N \quad (3.2b)$$

$$\underline{i}_{B,i} = -\underline{i}_{B,i+1} \quad i=1 \dots z_N - 1 \quad (3.2c)$$

$$\underline{i}_{A,i} = -\underline{i}_{A,i+1} \quad i \neq z_N \quad (3.2d)$$

3.3.2 Stern-Dreieck-Schaltung

Die Wahl zwischen Stern- und Dreieckschaltung beim Motordesign hängt von verschiedenen Faktoren wie Spannungsverfügbarkeit, Stromtragfähigkeit und anderen Betriebsbedingungen ab. So kann bei Asynchronmaschinen im Netzbetrieb durch Umschalten von Stern auf Dreieck ein verbessertes Anlaufverhalten erzielt werden [80]. Die Stern-Dreieck-Umschaltung ist allerdings durch den Einsatz von Frequenzumrichtern hinfällig geworden.

Sternschaltung

In der Sternschaltung bilden die drei Enden einer dreisträngigen Wicklung den gemeinsamen Sternpunkt. Die sich für jeden Parallelzweig $j = 1 \dots a$ zusätzlich ergebenden Nebenbedingungen sind im Gleichungssystem (3.3) dargelegt.

$$\underline{u}_{j,U,z_N} = \underline{u}_{j,V,z_N} = \underline{u}_{j,W,z_N} \quad j=1 \dots a \quad (3.3a)$$

$$\sum_{j=1}^a \left(\underline{i}_{j,U,z_N} + \underline{i}_{j,V,z_N} + \underline{i}_{j,W,z_N} \right) = 0 \quad (3.3b)$$

Dreieckschaltung

In einer Dreieckschaltung wird das Ende eines Strangs mit dem Anfang des nächsten Strangs verbunden. Somit bilden die Stränge der Wicklung ein geschlossenes Dreieck. Aus diesen Überlegungen wird das Gleichungssystem (3.1) bzw. (A.1) mit den zusätzlichen Nebenbedingungen aus Gleichungssystem (3.4) erweitert.

$$\underline{u}_{j,U,1} = \underline{u}_{j,W,z_N} \quad j=1 \dots a \quad (3.4a)$$

$$\underline{u}_{j,V,1} = \underline{u}_{j,U,z_N} \quad j=1 \dots a \quad (3.4b)$$

$$\underline{u}_{j,W,1} = \underline{u}_{j,V,z_N} \quad j=1 \dots a \quad (3.4c)$$

$$\underline{u}_{j,U1-V1} + \underline{u}_{j,V1-W1} + \underline{u}_{j,W1-U1} = 0 \quad j=1 \dots a \quad (3.4d)$$

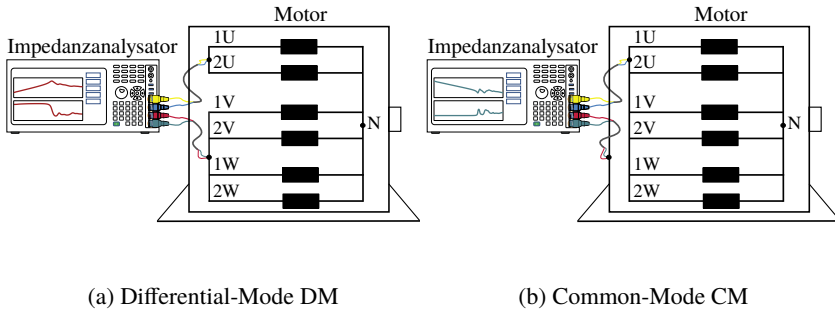


Abbildung 3.4: Anschlusskonfigurationen am Impedanzanalysator - exemplarisch für eine dreisträngige Wicklung mit zwei Parallelzweigen

3.3.3 Schaltung am Motorklemmbrett

Gleichmaßen muss zur Berücksichtigung der diversen Möglichkeiten der Anschlusskonfiguration am Impedanzanalysator, die in Abb. 3.4 für den Differential-Mode (DM) und den Common-Mode (CM) skizziert sind, das algebraische Gleichungssystem (3.1) bzw. das Differentialgleichungssystem (A.1) vervollständigt werden.

Darüber hinaus sind für den Zwei-Level-Umrichterbetrieb und dessen acht mögliche Schaltzustände, die sich aufgrund der PWM-Modulation (siehe Abb. 2.3) ergeben, unterschiedliche Nebenbedingungen in den Gleichungssystemen zu berücksichtigen.

Differential-Mode-Impedanzmessung

In Abb. 3.4 (a) ist die Prinzipdarstellung der Anschlüsse von den Motorklemmen zum Impedanzanalysator gezeigt. Für die übliche, aus der Literatur bekannte DM-Messung wird zwischen Strang U und den kurzgeschlossenen Strängen V und W gemessen [81]. Es sind aber auch alternierende Anschlusskonfigurationen möglich, um bspw. die Winkelabhängigkeit eines permanenterrregten Rotors mit vergrabenen Magneten aufzuzeigen. Die mathematische Darstellung für den standardmäßigen DM-Fall ist im Gleichungssystem (3.5) dargelegt.

$$\underline{u}_{j,U,1} = \underline{u}_{LCR,+} \quad j=1 \dots a \quad (3.5a)$$

$$\underline{u}_{j,V,1} = \underline{u}_{j,W,1} = \underline{u}_{LCR,-} \quad j=1 \dots a \quad (3.5b)$$

$$\underline{u}_{j,U,1} = \underline{u}_{j+1,U,1} \quad j=1 \dots (a-1) \quad (3.5c)$$

$$\underline{u}_{j,V,1} = \underline{u}_{j+1,V,1} \quad j=1 \dots (a-1) \quad (3.5d)$$

$$\underline{u}_{j,W,1} = \underline{u}_{j+1,W,1} \quad j=1 \dots (a-1) \quad (3.5e)$$

Common-Mode-Impedanzmessung

Analog wird in Abb. 3.4 (b) das Anschlussprinzip zum Impedanzanalysator in CM-Konfiguration gezeigt. Hierfür werden alle drei Stränge U, V und W kurzgeschlossen und gegenüber dem Statorgehäuse gemessen [82]. Die mathematische Darstellung für die grundlegende CM-Konfiguration ist im Gleichungssystem (3.6) beschrieben.

$$\underline{u}_{j,U,1} = \underline{u}_{j,V,1} = \underline{u}_{j,W,1} = \underline{u}_{LCR,+} \quad j=1 \dots a \quad (3.6a)$$

$$\underline{u}_{\text{Stator}} = \underline{u}_{LCR,-} \quad (3.6b)$$

Umrichterbetrieb

In Abb. 2.3 ist bereits das Prinzip der PWM-Signale eines dreiphasigen Zwei-Level-Pulswechselrichters gezeigt. Die Amplituden und Phasenlagen der Sollspannungen stellt ein solcher nur im Mittel anhand der diskreten Werte seiner Zwischenkreisspannung und in Abhängigkeit vom Spannungsraumzeiger. So können nach dem klassischen zweistufigen PWM-Modulationsverfahren am Motorklemmbrett nur die in Tabelle 3.1 dargestellten acht Zustände auftreten [83].

Schaltzustand ($s_{U,V,W}$)	Phase U	Phase V	Phase W
1	-1	-1	-1
2	+1	-1	-1
3	-1	+1	-1
4	-1	-1	+1
5	-1	+1	+1
6	+1	-1	+1
7	+1	+1	-1
8	+1	+1	+1

Tabelle 3.1: Schaltzustände eines PWM-Umrichters

Da vier Schaltzustände lediglich das umgekehrte Vorzeichen zeigen, reduziert sich die Anzahl der zu modellierenden Modi auf vier.

Das algebraische Gleichungssystem (3.1) bzw. das Differentialgleichungssystem (A.1) wird somit aus der Kombination der Zustände $s_{U,V,W}(i)$ in Tabelle 3.1 und Gleichungssystem (3.7) für jeden Parallelzweig j eines Strangs erweitert.

$$\underline{u}_{j,U,1} = s_U(i) \cdot \frac{u_{ZK}}{2} \quad (3.7a)$$

$$\underline{u}_{j,V,1} = s_V(i) \cdot \frac{u_{ZK}}{2} \quad (3.7b)$$

$$\underline{u}_{j,W,1} = s_W(i) \cdot \frac{u_{ZK}}{2} \quad (3.7c)$$

Nebenbedingungen weiterer Messbedingungen

Besondere Wicklungseigenschaften oder Messkonfigurationen können bei der Modellierung von Fall zu Fall variieren und müssen in den Nebenbedingungen abgedeckt werden. Eine DM-Messung lediglich eines Strangs mit aufgetrenntem Sternpunkt, exemplarisch hier Strang U - Parallelzweig j , kann durch die Nebenbedingungen (3.8) modelliert werden.

$$\underline{u}_{j,U,1} = \underline{u}_{\text{LCR},+} \quad (3.8a)$$

$$\underline{u}_{j,U,z_N} = \underline{u}_{\text{LCR},-} \quad (3.8b)$$

$$\underline{i}_{j+1,U,1} = \underline{i}_{j+1,U,z_N} = 0 \quad (3.8c)$$

$$\underline{i}_{j,V,1} = \underline{i}_{j+1,V,1} = \underline{i}_{j,V,z_N} = \underline{i}_{j+1,V,z_N} = 0 \quad (3.8d)$$

$$\underline{i}_{j,W,1} = \underline{i}_{j+1,W,1} = \underline{i}_{j,W,z_N} = \underline{i}_{j+1,W,z_N} = 0 \quad (3.8e)$$

Im Fall der CM-Messung wird dann nur zwischen dem Strang U eines Parallelzweigs j und dem Statorgehäuse gemessen. Somit ergeben sich die Gleichungen (3.9).

$$\underline{u}_{j,U,1} = \underline{u}_{\text{LCR},+} \quad (3.9a)$$

$$\underline{u}_{\text{Stator}} = \underline{u}_{\text{LCR},-} \quad (3.9b)$$

$$\underline{i}_{j,U,z_N} = \underline{i}_{j+1,U,1} = \underline{i}_{j+1,U,z_N} = 0 \quad (3.9c)$$

$$\underline{i}_{j,V,1} = \underline{i}_{j+1,V,1} = \underline{i}_{j,V,z_N} = \underline{i}_{j+1,V,z_N} = 0 \quad (3.9d)$$

$$\underline{i}_{j,W,1} = \underline{i}_{j+1,W,1} = \underline{i}_{j,W,z_N} = \underline{i}_{j+1,W,z_N} = 0 \quad (3.9e)$$

Wird das Modell lediglich auf die Modellierung der Spannungsverteilung im Stator ohne eingebauten Rotor angewendet, verkleinert sich das Gleichungssystem (3.1) bzw. (A.1), da die Gleichungen für den Rotor und die Lager entfallen. Die entfallenden Terme sind durch die Gleichungen (3.10) beschrieben.

$$\vec{i}_{\text{CM,Rotor},B} = \vec{i}_{\text{CM,Rotor},A} = 0 \quad (3.10a)$$

$$\vec{i}_{\text{CM,SR},B} = \vec{i}_{\text{CM,SR},A} = 0 \quad (3.10b)$$

$$\vec{i}_{\text{Lager},A} = \vec{i}_{\text{Lager},B} = 0 \quad (3.10c)$$

$$\vec{i}_{\text{Rotor}} = 0 \quad (3.10d)$$

$$\vec{u}_{\text{p}} = 0 \quad (3.10e)$$

3.4 Lösung des Modells im Frequenz- und Zeitbereich

Den Lösungsprozess des Modells und dessen Transformation in den Zeitbereich zur Analyse der zeitlichen Spannungsverteilung, der zugehörigen Beanspruchung des Isoliersystems sowie der Maßnahmen gegen parasitäre Effekte wird durch das Flussdiagramm in Abb. 3.5 zusammengefasst.

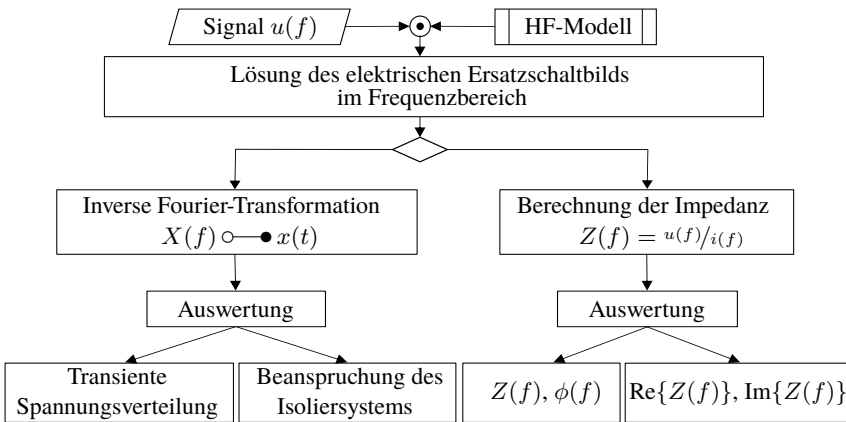


Abbildung 3.5: Flussdiagramm zur Lösung des Modells

Zusammengefasst wird nach Lösung des algebraischen Gleichungssystems (3.1)-(3.10) von Abschnitt 3.1 entweder direkt die Impedanz im Frequenzbereich in CM- oder DM-Schaltung berechnet oder eine Transformation mittels inverser Fourier-Transformation durchgeführt. Damit wird die Lösung in den Zeitbereich überführt.

Für die Anwendung der Lösungsmethode wird das System linearisiert betrachtet, sodass jede Frequenzstützstelle zunächst einzeln berechnet und anschließend die Lösungen gemäß dem Superpositionsprinzip superponiert werden. Durch vorherige Faltung des Modells im Zeitbereich bzw. Multiplikation im Bildbereich mit einem beliebigen Eingangssignal am Motorklemmbrett können umrichterbedingte Spannungsüberhöhungen vorgegeben und so die Auswirkung auf die transiente Spannungsverteilung modelliert und bewertet werden. Ferner ermöglicht dies die Analyse der Wirkung von Maßnahmen gegen parasitäre HF-Effekte.

Sowohl die Lösung im Frequenzbereich als auch die im Zeitbereich wird nachfolgend näher erläutert.

3.4.1 Lösung im Frequenzbereich

Nachdem das Gleichungssystem (3.1) unter Berücksichtigung aller Nebenbedingungen gelöst wurde, gibt es zu jedem der N_f betrachteten Frequenzpunkte eine Übertragungsfunktion $\underline{G}(f, x_n)$ für die Spannungen und Ströme der $[N_N \cdot N_L]$ Spulenseiten. Mathematisch beschreibt die ortsabhängige Transferfunktion $\underline{G}(f, x_n)$ gemäß Gleichung (3.11) die Beziehung zwischen dem Ein- und Ausgangssignal eines beliebigen örtlichen Punktes x_n innerhalb des Motors.

$$\underline{G}(f, x_n) = \frac{\underline{u}_n(f, x_n)}{\underline{u}_{in}(f)} \quad (3.11)$$

Zur Berechnung der Impedanz der Gesamtwicklung $\underline{Z}(f)$ wird nach Gleichung (3.12a) analog zum Vorgehen des Impedanzanalysators die Differenzspannung zwischen den Klemmen $\underline{u}_{LCR,+}$ und $\underline{u}_{LCR,-}$ gebildet und durch den Analysestrom \underline{i}_{LCR} dividiert.

$$\underline{Z}(f) = \frac{\underline{u}(f)_{LCR,+} - \underline{u}(f)_{LCR,-}}{\underline{i}(f)_{LCR}} \quad (3.12a)$$

$$\varphi(f) = \arctan \left\{ \frac{\text{Im}\{\underline{Z}(f)\}}{\text{Re}\{\underline{Z}(f)\}} \right\} \quad (3.12b)$$

Um vollständige Information über die Impedanz bzw. die Phasenlage zu erhalten, wird der Phasenwinkel gemäß Gleichung (3.12b) berechnet. Die anschließende graphische Darstellung ergibt die charakteristischen Verläufe einer DM- und CM-Impedanzanalyse.

3.4.2 Lösung im Zeitbereich

Wird die Übertragungsfunktion $\underline{G}(f, x_n)$ einer explizit gesuchten Spulenseite x_n mit einem beliebigen Eingangssignal $\underline{u}_{in}(f)$, wie beispielsweise einer Sinusspannung mit ihrer Frequenz f , nach Gleichung (3.13a) im Frequenz- bzw. Bildbereich multipliziert, liegt die gesuchte Potentialverteilung der Wicklung

im Frequenzbereich vor. Diese kann anschließend durch die inverse Fourier-Transformation nach Gleichung (3.13b) in den Zeitbereich überführt werden.

$$\underline{u}_n(f) = \underline{u}_{in}(f) * \underline{G}(f, x_n) \quad (3.13a)$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \cdot e^{j2\pi f t} df \quad (3.13b)$$

Wird dies nun auf alle $[N_N \cdot N_L]$ Spulenseiten angewandt, ergibt sich die transiente Spannungsverteilung in der gesamten Wicklung bzw. im Motor.

Lokalisierung der maximalen Spannungsbeanspruchung

Mit Kenntnis der gesamten transienten Potentialverteilung kann die maximal auftretende Spannung im Motor lokalisiert werden. Hierfür wird die Spannungsamplitude aller Spulenseiten nach Anregung eines bestimmten vorgegebenen Signals, bspw. eines Sprungs, oder die Amplitude einer bestimmten Frequenz f gesucht. Sollen alle Frequenzen gleichgewichtet berücksichtigt werden, kann die Wicklung zunächst mit der δ -Impulsfunktion angeregt werden. Die Lokalisierung der maximal auftretenden Spannung gibt Aufschluss darüber, wo sich mögliche favorisierte Orte für bspw. Teilentladungen oder andere Schäden des Isoliersystems aufgrund transienter Spannungsüberhöhungen gegenüber dem geordneten Statorblechpaket befinden.

Lokalisierung der maximalen Beanspruchung des Isoliersystems

Mittels der transienten Spannungsausbreitung lässt sich zusätzlich ermitteln, wo die Isolierung zwischen den Leitern besonders hoher elektrischer Beanspruchung und der Gefahr von Teilentladungen oder anderen Wicklungsschäden ausgesetzt ist. Diese Erkenntnis kann ferner zur Optimierung des Motors hinsichtlich der Beanspruchung des Isoliersystems beitragen.

Die betragsmäßige Beanspruchung des Isoliersystems τ_{iso} zu einem beliebigen Zeitpunkt t ergibt sich per Definition aus der Spannungsdifferenz $\Delta u_{k,ij}(t)$ zwischen zwei benachbarten Spulenseiten i und j innerhalb der Nut k gemäß Gleichung (3.14).

$$\tau_{iso}(t) = |\Delta u_{k,ij}(t)| = |u_{k,i}(t) - u_{k,j}(t)| \quad (3.14)$$

Kapitel 4

Parametrisierung der elektrischen Ersatzschaltbildelemente

Zur Parametrisierung des in Abb. 3.1 und 3.2 vorgestellten Gesamtmotormodells wurden verschiedene methodische Vorgehensweisen erarbeitet. Abschnitt 4.1 beschreibt eine analytische Parametrisierungsmethodik, während Abschnitt 4.2 die Berechnung mittels FEM darlegt, die zudem zur Validierung des analytischen Ansatzes dient. Anschließend erfolgt in Abschnitt 4.5 der Vergleich beider Methoden, gefolgt von einer abschließenden Diskussion, in der ihre Grenzen umfassend betrachtet werden.

4.1 Analytische Berechnung der frequenzabhängigen Parametrisierung

Analytische Berechnungsmethoden sind gegenüber einer FEM hinsichtlich Ressourceneffizienz und Parametrierbarkeit klar im Vorteil und bieten außerdem eine tiefere physikalische Problemeinsicht, im Idealfall ohne Nachteile in der Genauigkeit hinnehmen zu müssen. Im Folgenden werden daher analytische Ansätze zur Parametrisierung jedes Ersatzschaltbildelementtyps hergeleitet.

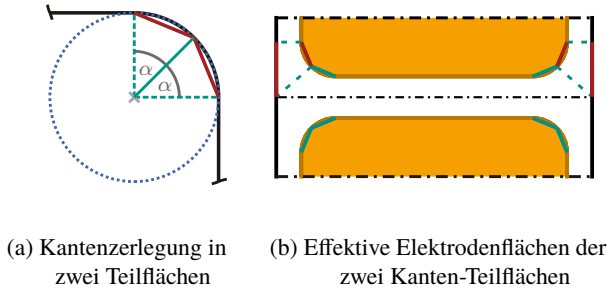


Abbildung 4.1: Methodik zur Berechnung der Kapazitäten unter Berücksichtigung von schrägen Flächenkombinationen

4.1.1 Kapazitäten C und Konduktivitäten G

Kapazitäten C

Für die Berechnung der Kapazitätswerte wird in der Literatur, bspw. in [54], häufig ein Plattenkondensator-Ansatz nach Gleichung (4.1) gewählt, wobei ein Fehler von ca. 15 % als akzeptabel erachtet wird [50].

$$C = \sum_i \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A_{xy}}{d_{xy}} \quad (4.1)$$

Eine eigene Sensitivitätsanalyse zur Fehlerfortpflanzung mit einer um 15 % skalierten Kapazitätsmatrix zeigt eine Abweichung der Impedanzkurven von bis zu 24,59 %. Daher wird nachfolgend eine Methode zur genaueren Abbildung der Geometrien von Nut und Leiter durch die Berücksichtigung der abgerundeten Kanten der Leiter hergeleitet. Die Radien der Kanten werden hierfür in mehrere schräge Flächen aufgeteilt und die einzelnen parallelen Kapazitäten für die jeweilige Flächen berechnet, die letztlich wieder zu einer Gesamtkapazität summiert werden. Zur Darlegung der Methodik werden im Folgenden die Kanten in nur zwei Teilflächen über die Winkelhalbierende, ausgehend vom Mittelpunkt des Abrundungsradius, aufgespalten. Eine Prinzipskizze des Vorgehens ist in Abb. 4.1 (a) zu sehen.

Die Berechnungsmethodik für Plattenkondensatoren mit schrägen Flächenkombinationen nach Gleichung (4.2) kann nicht nur auf die neu gebildeten Schrägen angewandt werden, sondern auch auf die Nutzahnschrägung nahe der Nutöffnung. Dabei beschreibt $\Delta A(x)$ die als linear angenommene Projektion der Elektrodenflächen aufeinander sowie $d(x)$ den sich linear ändernden Abstand der Elektroden.

$$C = \int dC = \int \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{\Delta A(x)}{d(x)} dx \quad (4.2)$$

In Abb. 4.1 (b) ist exemplarisch die Ausbildung der Kapazitäten von zwei Spulenseiten gegenüber den Nutinnenwänden dargestellt. Für die verbleibenden parallelen Flächen zwischen Leiter und Nutinnenwand werden nach Gleichung (4.1) die Einzelkapazitäten berechnet und zur gesamten Kapazität C aufaddiert. Zusätzlich ergibt die Schichtung von verschiedenen Dielektrika zur Isolierung der Wicklung zwischen den Leitern und dem Statorblechpaket, üblicherweise bestehend aus Isolierpapier und Tränkharz, eine Reihenschaltung von Permittivitäten, die sich wiederum zu einer Gesamtpermittivität zusammenfassen lassen. Die Berechnung der Kapazitäten zwischen benachbart liegenden Spulenseiten erfolgt analog.

Konduktivitäten G

Der Isolationswiderstand einer neuen Niederspannungsmaschine liegt nach [84] zwischen 5 und 10 G Ω , der sich jedoch über die Lebensdauer auf 1 M Ω verringern kann. Hersteller von Isoliermaterialien geben in ihren Datenblättern den Verlustfaktor $\tan(\delta)$ an, der die relative Höhe der dielektrischen Verluste des Materials beschreibt [84]. Das Ergebnis des standardisierten $\tan(\delta)$ -Tests kann somit genutzt werden, um die parallele Konduktanz G_{xy} zur Kapazität C_{xy} im elektrischen Ersatzschaltbild von Abb. 3.2 zu parametrisieren. Die Herleitung erfolgt anhand des Stromzeiger-Diagramms in Bezug auf die anliegende Spannung $U_{C,G}$. Durch Umstellen und Kürzen der Gleichung (4.3a) nach G ergibt sich Gleichung (4.3b) bzw. die zugehörige Konduktanz G [85].

$$\tan(\delta) = \frac{I_G}{I_C} = \frac{U_{C,G} \cdot G}{U_{C,G} \cdot 2\pi \cdot f \cdot C} \quad (4.3a)$$

$$G = \tan(\delta) \cdot 2\pi \cdot f \cdot C \quad (4.3b)$$

4.1.2 Widerstände R und Induktivitäten L

Aufgrund von Nutstrefefeldern und Felddiffusionseffekten, häufig auch als Feld- und Stromverdrängungseffekte bezeichnet, ist es unabdingbar, die elektromagnetischen Verhältnisse in der Nut bei der Widerstands- und Induktivitätsberechnung zu berücksichtigen. Die Grundlage der analytischen Betrachtung der Felder finden sich in den Maxwell-Gleichungen, insbesondere dem Ampère'schen Durchflutungsgesetz (4.4).

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (4.4)$$

Unter Vernachlässigung des Verschiebungsstroms, beschrieben durch den letzten Term in Gleichung (4.4), lässt sich der Zusammenhang zwischen dem Strom in Materialien und dem herrschenden Magnetfeld über die Rotation des H -Felds nach Gleichung (4.5) ausdrücken.

$$\nabla \times \vec{H} = \left(\begin{array}{c} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \\ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \end{array} \right) = \vec{J} \quad (4.5)$$

So entspricht die Rotation des H -Felds, als lokale Form des Durchflutungssatzes gerade der Stromdichte \vec{J} an einer bestimmten Stelle. Eine mögliche partikuläre Lösung der inhomogenen Maxwell-Gleichung stellt die Helmholtz-Gleichung (4.6) dar. Im Allgemeinen ist diese eine homogene partielle Differentialgleichung zweiter Ordnung mit der Eigenfunktion Φ und dem Eigenwert λ [86].

$$\nabla^2 \Phi = \lambda \cdot \Phi \quad (4.6)$$

Die Lösung des mathematischen Problems erfordert einige Nebenbedingungen und Annahmen. Zunächst wird die Leitergeometrie vereinfacht, indem alle Rundungen der Leiter und ggf. der Nut durch Ecken approximiert werden. Zur Berechnung der Felder wird außerdem ein Koordinatensystem eingeführt, dessen x -Achse im Nutgrund und die y -Achse entlang der Nutmitte verläuft. Die Gesamtanpassung der Geometrie ist in Abb. 4.2 dargestellt.

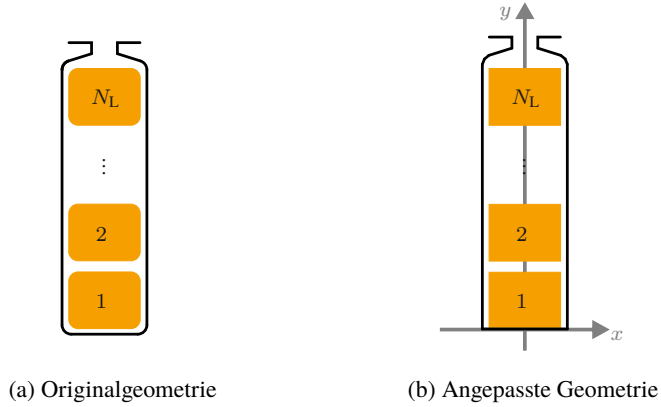


Abbildung 4.2: Anpassung der Nutgeometrie und des Koordinatensystems für die analytische Berechnung

Mithilfe des Koordinatensystems wird für die H -Feld-Komponenten die Annahme einer eindimensionalen Abhängigkeit vereinbart, sodass $H_x = f(y)$ und $H_y = f(x)$ gilt und die Lösung durch einen allgemein formulierten Separationsansatz gefunden werden kann [87, 88]. Mithilfe dieser Annahme wird die Lösung der zweidimensionalen Helmholtz-Gleichung für die magnetische Feldstärke in zwei eindimensionale Lösungsgleichungen für die Komponenten H_x (4.7a) und H_y (4.7b) überführt [87, 89].

$$\nabla^2 H_x = \alpha^2 \cdot H_x \quad (4.7a)$$

$$\nabla^2 H_y = \alpha^2 \cdot H_y \quad (4.7b)$$

Dabei beschreibt α nach Gleichung (4.8a) die sogenannte Wirbelstromkonstante und δ nach Gleichung (4.8b) die Skin- bzw. Eindringtiefe. Beide charakteristischen Größen sind material- und frequenzabhängig und werden im Anhang B.1 hergeleitet [90].

$$\alpha = \frac{1+j}{\delta} \quad (4.8a)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot \sigma \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f}} \quad (4.8b)$$

Die allgemeinen Lösungen der Differentialgleichungen sind in den Gleichungen (4.9a) und (4.9b) dargelegt. Dieser Ansatz gilt laut [87, 88] in hinreichender Genauigkeit, insbesondere bei Problemen mit vorliegenden Symmetrien und immer dann, wenn die beiden Koordinatenrichtungen unabhängig voneinander betrachtet werden können. Gemäß dem Separationsansatz zur Lösung partieller Differentialgleichungen mit mehreren Variablen muss die Summe der Gleichungen für alle Werte von x und y stets der Konstanten α^2 entsprechen [87].

$$H_x = k_1 \cdot e^{\alpha \cdot y} + k_2 \cdot e^{-\alpha \cdot y} \quad (4.9a)$$

$$H_y = k_3 \cdot e^{\alpha \cdot x} + k_4 \cdot e^{-\alpha \cdot x} \quad (4.9b)$$

Für jede der Gleichungen sind zwei Unbekannte k_i zu bestimmen, die sich aus weiteren Nebenbedingungen bzw. durch geometrische Punkte, Linien oder Integrale ergeben. Da die relative Permeabilität von Eisen $\mu_{r,Fe}$ gegenüber Luft oder Kupfer sehr groß ist, gilt $\mu_{r,Fe} \rightarrow \infty$ [89]. Somit kann am Übergang von Isoliermaterial zu Statorblech angenommen werden, dass die Tangentialkomponenten der H -Felder verschwinden. Mathematisch führt die Annahme zu den Randbedingungen im Nutgrund (4.10a) und an den Nutseiten (4.10b).

$$H_x(y = 0) = 0 \quad (4.10a)$$

$$H_y(x = \pm \frac{b_{N\text{ut}}}{2}) = 0 \quad (4.10b)$$

Für den Übergang zwischen Kupfer und Isolierung gilt aufgrund der gleichen relativen Permeabilität $\mu_{r,Kupfer} \approx \mu_{r,Isolierung} \approx 1$ für die normale H -Feldkomponente: $H_{x,Kupfer} = H_{x,Isolierung}$.

Die Definition der Stromdichte nach Gleichung (4.5) vereinfacht sich zudem durch die zweidimensionale Betrachtung des H -Feldes auf eine einzige Komponente in z -Richtung zu Gleichung (4.11).

$$\nabla \times \vec{H} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \end{pmatrix} \Big|_{\text{Kupfer}} = \vec{J} \quad (4.11)$$

Durch die Integration über die Fläche einer Spulenseite, die dem gesamten Spulenstrom entsprechen muss, kann eine weitere Konstante k_i der Gleichung (4.9) bestimmt werden. Im Bereich der Isolierung gilt aufgrund des sehr hohen spezifischen Widerstands, dass die Stromdichte \vec{J} verschwindet. Da allgemein die Gleichung (4.11) auch für den Bereich der Isolierung gilt und die Leitfähigkeit dort als Null angenommen wird, muss in diesem Bereich der Nut gemäß Gleichung (4.12) die Ableitung des H_y -Felds der des H_x -Felds gleichen.

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \Big|_{\text{Isolierung}} \stackrel{!}{=} 0 \quad (4.12a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} \Big|_{\text{Isolierung}} \stackrel{!}{=} \frac{\partial H_x}{\partial y} \Big|_{\text{Isolierung}} \quad (4.12b)$$

Die materialabhängige Wirbelstromkonstante α nach Gleichung (4.8a) ist durch die verschwindende Leitfähigkeit der Isolierung nicht definiert. Um das H -Feld trotzdem näherungsweise abzubilden, legen Zweckmäßigkeitserwägungen sowie die Stetigkeit des H_x -Felds entlang y aufgrund $H_x|_{\text{Kupfer}} = H_x|_{\text{Isolierung}}$ eine lineare Funktion nahe [88]. Ein Gleichsetzen der Integrale der Quadrate des H_x -Felds entlang der Spulenhöhe in den Bereichen von Isoliermaterial und Kupfer nach Gleichung (4.13) führt zu einer guten Näherung der magnetischen Energiedichte gemäß des Energieerhaltungssatzes über die Höhe der Spulenseite und ermöglicht die Bestimmung der Konstanten m und c .

$$\int_{x_i}^{h_{c,i}} H_x^2|_{\text{Kupfer}} dy \stackrel{!}{=} \int_{x_i}^{h_{c,i}} (m \cdot y + c)^2 dy \quad (4.13)$$

Da die Gleichungen für die H_x -Feldkomponenten als lineare Gleichungen formuliert sind, ist eine physikalisch exakte Abbildung der H -Felder in den Bereichen der Isolierung inhärent nicht gegeben. Dennoch stellen sie eine solide Annäherung an die mittels FE ermittelten Verhältnisse dar, wie in [88, S1] dar-

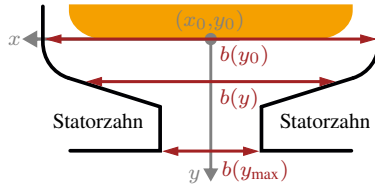


Abbildung 4.3: Geometrie der Nutöffnung

gelegt wird. Insbesondere aber können unter den gewählten Vereinfachungen die Forderungen an die Stromdichte erfüllt werden.

Zuletzt soll das Feld oberhalb einer Spulenseite bzw. zwischen zwei einander zugewandten Spulenseiten erläutert werden. In diesem Bereich kann das H -Feld nach [91] als konstant angenommen werden und durch die Randbedingung (4.14) beschrieben werden.

$$H_{i+1}(x, y_{i+1} = 0) \stackrel{!}{=} H_i(x, y_i = h_c) \quad (4.14)$$

Oberhalb des letzten Leiters befindet sich die Nutverengung. Das H_x -Feld kann dort analytisch durch eine Skalierung gemäß Gleichung (4.15a) berechnet werden, da auch oberhalb der letzten Spulenseite das Feld zunächst konstant ist und sich lediglich die Geometrie nach Abb. 4.3 und Gleichung (4.15b) ändert.

$$H_x(y) \cdot b(y) = H_x(y_0) \cdot b(y_0) \quad (4.15a)$$

$$b(y) = \frac{b(y_0) - b(y_{\max})}{y_{\max} - y_0} \cdot y + b(y_0) \quad (4.15b)$$

Widerstände R

Wird ein elektrischer Leiter von Wechselströmen hoher Frequenz durchflossen, verursachen der Skin- und Proximity-Effekt sowie das sich ändernde Nutstrefeld eine inhomogene Stromdichteverteilung, was zu einem Anstieg des Widerstands führt.

Der Skin-Effekt beschreibt das Phänomen, bei dem hochfrequente Wechselströme nicht im Leiterinneren, sondern hauptsächlich in der Nähe der Leiterober-

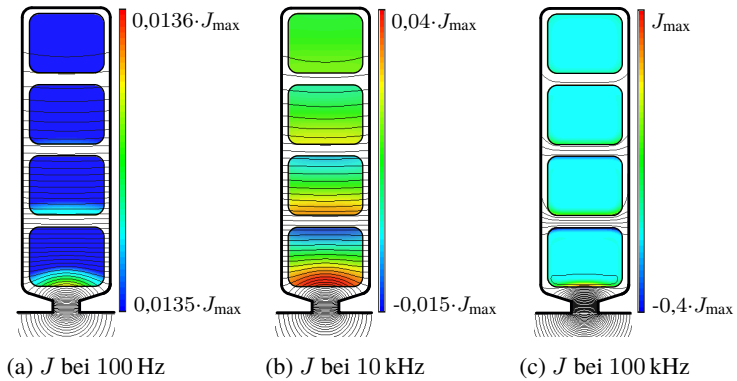


Abbildung 4.4: Mittels FEM berechnete Stromdichte J und Feldlinien in einer Nut infolge von Stromverdrängung bei verschiedenen Frequenzen

fläche fließen. Proximity-Effekte entstehen durch die gegenseitige Beeinflussung der Felder geometrisch nahe liegender Leiter.

In elektrischen Maschinen mit Hairpin-Wicklungen sind insbesondere die Nutstrefelder relevant. Abhängig von der Leiter- und Nutgeometrie sowie dem magnetischen Kreis treten bereits bei Frequenzen von wenigen hundert Hertz, insbesondere in den Leitern nahe der Nutöffnung, signifikante Inhomogenitäten der Stromdichte auf. In Abb. 4.4 wird dies durch die Darstellung der mittels FEM berechneten Stromdichte J und der Feldlinien in einer Nut für verschiedene Frequenzen veranschaulicht [90, 92–94]. Im Wickelkopf hingegen sind die Einflüsse vernachlässigbar, da die relevanten Streufelder nur innerhalb der Nut auftreten [95, 96]. Die Verlustzunahme durch den Widerstandsanstieg infolge der Stromverdrängungs- bzw. Felddiffusionseffekte kann im Maschinenbetrieb bis zu 700 % betragen [93, 96].

Mithilfe der zuvor hergeleiteten magnetischen Feldverläufe innerhalb der Statornut und der Beziehung zur Stromdichte (4.11) können die Widerstände analytisch bestimmt werden.

Die allgemeine Berechnung des Widerstands mithilfe der Stromdichteverteilung zeigt Gleichung (4.16), wobei \vec{J}^* die konjugiert-komplexe Stromdichte, respektive \underline{I}^* den konjugiert-komplexen Strom-Effektivwert darstellt [84].

$$R = \frac{\iint \underline{\vec{J}} \cdot \underline{\vec{J}}^* dA}{\underline{I} \cdot \underline{I}^*} \cdot \rho \cdot l_{\text{Spulenseite}} \quad (4.16)$$

Die hergeleitete Stromdichte (4.17), vollständig dargestellt in Gleichung (C.1), hängt neben der Leiter- und Nutgeometrie auch von der Wirbelstromkonstanten α und der Eindringtiefe δ ab. Die erste Substitution \underline{A} im Zähler von Gleichung (4.17) ist abhängig vom Strom \underline{i}_k . Dieser ist i. Allg. komplex, um das H -Feld infolge phasenverschobener Ströme, wie im Falle eines gesehten Wickelschemas, in der Nut zu berücksichtigen. Der zweite Term $\underline{\Upsilon}$ berücksichtigt den Einfluss eines benachbarten Leiters. So wird in Gleichung (C.1) durch $\underline{H}_{\text{RB},k}$ das Wirbelfeld des benachbarten Leiters für die Stromdichte des gesuchten Leiters k beschrieben. Für den am Nutgrund liegenden Leiter $k = 1$ gilt entsprechend $\underline{H}_{\text{RB},1} = 0$. Die Hilfsgröße $\underline{\Gamma}$ im Nenner von Gleichung (4.17) hängt vorwiegend von den geometrischen Abmessungen der Leiter und der Nut sowie von der Wirbelstromkonstanten α ab.

$$\underline{J}_k(x,y) = \frac{\underline{A}_k + \underline{\Upsilon}_k}{\underline{\Gamma}} \quad (4.17)$$

Die meisten in der Literatur vorhandenen Ansätze gleichen im Wesentlichen dem von Sommerfeld, Field, Richter und Steidinger [97–100] entwickelten Modell der einfachen Nut mit eingebetteten Leitern. Dieses hat sich über Jahrzehnte hinweg als bewährte Grundlage für die analytische Berechnung der Stromverdrängung in elektrischen Antrieben etabliert. Der eigene vorgestellte Ansatz unterscheidet sich primär durch die Berücksichtigung des zweidimensionalen Nutstrefelds und ist nötig, da eine eindimensionale Betrachtung nicht ausreicht, um die realen Verhältnisse adäquat zu erfassen.

Field und Junginger [98, 101] zeigen bereits, dass die klassischen Ansätze, die das Nutstrefeld als reines Querfeld ohne Längskomponente annehmen, insbesondere bei Massivleitern und Formspulen im Vergleich zu FEM-Berechnungen eine signifikante Abweichung aufweisen, weshalb Junginger auf quasistationäre FE-Methoden zurückgreift. In Anhang D.1 wird die eigens ausgearbeitete analytische Methode, die sowohl das Quer- als auch das Längsfeld berücksichtigt, dem klassischen Ansatz nach Richter [99] gegenübergestellt. Zur Verdeutlichung der Notwendigkeit, beide Feldanteile zu berücksichtigen, wird ergänzend in Abb. D.2 das zur Abb. 4.4 korrespondierende Quer- und Längsstrefeld in-

folge von Stromverdrängung bei verschiedenen Frequenzen dargestellt. Dieser Vergleich bezieht sich konkret auf die Statorgeometrie von Abschnitt 4.5.

Induktivitäten L

In elektrischen Maschinen lässt sich der Gesamtfluss in die zwei Komponenten, den Hauptfluss Φ_h sowie den Streufluss Φ_σ aufteilen. Der Hauptfluss Φ_h ermöglicht erst die Umwandlung von elektrischer in mechanische Energie. Die Streuflüsse Φ_σ sind nicht Teil dieser Energieumwandlung und liefern kein Beitrag zum Drehmoment, sondern verursachen in der Maschine u.a. einen erhöhten Spannungsbedarf.

In [84] wird die Berechnung der Magnetisierungsinduktivität anhand einer analytischen Formel gezeigt. Diese Berechnungsvorschrift kann jedoch bei der ausschließlichen Modellierung von Statoren aufgrund des fehlenden Rotors und damit auch des effektiven Luftspalts nicht angewandt werden. Zur Berechnung der Selbstinduktivität einer Hairpin-Einzelspule wird deshalb auf die Teilleitermethode und die Methode des Neumann-Integrals zurückgegriffen [102–106]. Da die allgemeine Formel des Neumann-Integrals für die Selbstinduktivität $L_{\text{mag},i}$ nicht konvergiert, muss dieser Ansatz durch einen dreidimensionalen Einzelleiteransatz nach Gleichung (4.18a) erweitert werden. Dabei wird der Leiter in infinitesimale Volumina $dx dy dz$ eingeteilt und die Stromdichte \vec{J}_i in diese eingepreßt. Dadurch wird der Abstand zwischen zwei Teilleiterstücken r_{i12} nie zu Null, und das Integral konvergiert. Für die Berechnung der Gegeninduktivität zwischen zwei Leitern $M_{\text{mag},ij}$ kann das allgemeine Neumann-Integral nach Gleichung (4.18b) direkt gelöst werden.

$$L_{\text{mag},i} = \frac{\mu_0}{4\pi \cdot \underline{I}_{i1} \cdot \underline{I}_{i2}^*} \iiint \iiint \frac{\vec{J}_{i1} \cdot \vec{J}_{i2}^*}{r_{i12}} dx dy dz|_{i1} dx dy dz|_{i2} \quad (4.18a)$$

$$M_{\text{mag},ij} = \frac{\mu_0}{4\pi \cdot \underline{I}_i \cdot \underline{I}_j} \iiint \iiint \frac{\vec{J}_i \cdot \vec{J}_j}{r_{ij}} dx dy dz|_i dx dy dz|_j \quad (4.18b)$$

Für die ausführliche Herleitung zur Berechnung der Selbst- und Gegeninduktivität der Leiter mithilfe der Teilleitermethode wird auf [102, 103, 105, 106] verwiesen.

Zur Berechnung der Nutstreuinduktivität der stromdurchflossenen Spulenseiten wird der Zusammenhang über die Energie des ausgebildeten magnetischen Felds hergestellt. Jeder Leiter für sich bewirkt eine Änderung der magnetischen Ener-

gie im betrachteten Raum. Daher ist es bei der Untersuchung von übereinander liegenden Spulenseiten in einer Nut unerlässlich, deren Bestromungskombinationen zu berücksichtigen. Die magnetische Energie $E_{\text{mag},\sigma}$ des Streufeldes kann nach Gleichung (4.19a) durch die magnetische Energiedichte $\rho_{\text{mag},\sigma}$, integriert über das relevante Volumen, ausgedrückt werden. Die magnetische Energiedichte $\rho_{\text{mag},\sigma}$ ergibt sich im Allgemeinen aus der magnetischen Flussdichte \vec{B} und der magnetischen Feldstärke \vec{H} nach Gleichung (4.19b). Weiter wird der Zusammenhang von magnetischer Flussdichte \vec{B} und Feldstärke \vec{H} über die Permeabilität des vorliegenden Mediums in Gleichung (4.19c) genutzt, um Gleichung (4.19b) zu erhalten.

$$E_{\text{mag},\sigma} = \iiint \rho_{\text{mag},\sigma} dV \quad (4.19a)$$

$$\text{mit: } \rho_{\text{mag},\sigma} = \frac{1}{2} \cdot \vec{B} \cdot \vec{H} = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \mu_r \cdot \vec{H}^2 \quad (4.19b)$$

$$\text{mit: } \vec{B} = \mu_0 \mu_r \cdot \vec{H} \quad (4.19c)$$

Um von der magnetischen Energie auf die Nutstreuinduktivitäten der einzelnen Leiter $L_{\sigma,ii}$ schließen zu können, wird Gleichung (4.20) genutzt, wobei die magnetische Energie in Beziehung zum Strom \underline{i} und den Induktivitäten L_σ und M_σ der Leiter gebracht wird.

$$E_{\text{mag},\sigma} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{j=1}^{N_L} L_{\sigma,jj} \cdot \underline{i}_j \cdot \underline{i}_j^* + \sum_{j=1}^{N_L-1} \sum_{\substack{k=1 \\ k>j}}^{N_L} M_{\sigma,ij} \cdot \underline{i}_j \cdot \underline{i}_k \quad (4.20)$$

Es ist zu erkennen, dass ein einzelner Lösungsdurchlauf für die analytische Lösung nur dann genügt, wenn der Strom nur durch eine einzelne Spulenseite fließt. Durch die Nutstreu- und Gegeninduktivitäten der N_L Leiter innerhalb der Nut sind $N_L + \binom{N_L}{2}$ Unbekannte vorhanden, für die jeweils eine Lösungskombination der magnetischen Felder notwendig ist. Mithilfe einer Schleifenrechnung, implementiert in MATLAB®, wird die analytische Berechnung der Gesamtinduktivität durchgeführt.

Neben den Nut- und Wickelkopfstreuflüssen sind in einer elektrischen Maschine auch Schrägungskopplungen zwischen Stator und Rotor, Pol- und sonstige Luftspaltstreuflussanteile vorhanden. Vereinfachte analytische Modelle sowie

empirische Abschätzungen, die häufig in der Literatur verwendet werden, behandeln lediglich das Grundfeld, was sich für die HF-Betrachtung als wenig zweckmäßig erweist. Zudem liegt deren Fehler gegenüber FE-Simulationen laut [107] zwischen 20 % und 30 %. Da in dieser Arbeit die rein analytische Parametrisierung sich vorwiegend auf die Betrachtung des Stators ohne Rotor bezieht, werden diese Anteile vernachlässigt. Eine weiterführende Diskussion hierzu findet sich in Abschnitt 4.6.

4.2 Berechnung der frequenzabhängigen Parametrisierung mittels FEM

Zur Berechnung der frequenzabhängigen Ersatzschaltbildelemente C , G , R und L mittels FEM sind zwei verschiedene Solvertypen nötig. Die Kapazitäten C und Parallelkonduktanzen G werden mithilfe einer elektrodynamischen 2D-Feldsimulation parametrisiert, um die zeitveränderlichen elektrischen Felder und die verlustbehafteten Dielektrika zu berücksichtigen. Für die Parametrisierung der Widerstände R und Induktivitäten L ist hingegen eine magnetodynamische Simulation notwendig, da zeitharmonische Ströme Wirbelstromeffekte hervorrufen, die in magnetostatischen Simulationen nicht berücksichtigt werden [108, 109]. Die Anwendung beider Simulationstypen ist unabdingbar, da elektrodynamische Simulationen die Magnetfelder vernachlässigen, was vice versa auch für magnetodynamische Simulationen gilt.

4.2.1 Elektrodynamische 2D-FE-Simulation

Mittels der elektrodynamischen 2D-Feldsimulation werden die zeitlich veränderlichen elektrischen Felder berechnet. Simultan wird das elektrische Potential für jedes Netzelement gemäß dem Ampère'schen Gesetz nach Gleichung (4.21a) und die Kontinuitätsgleichung (4.21b) im Frequenzbereich gelöst [86].

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\vec{D} \quad (4.21a)$$

$$\nabla \cdot (\vec{J} + j\omega\vec{D}) = 0 \quad (4.21b)$$

Dabei steht \vec{H} für die magnetische Feldstärke, \vec{J} für die Stromdichte mit ihrer konstitutiven Beziehung $\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E}$ und \vec{D} für die Verschiebungsflussdichte $\vec{D} = \underline{\varepsilon} \cdot \vec{E}$.

$\underline{\varepsilon}$ beschreibt hierbei die komplexe dielektrische Permittivität $\underline{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon''$. Werden diese Beziehungen in die Kontinuitätsgleichung (4.21b) eingesetzt, ergibt sich Gleichung (4.22) [110].

$$\begin{aligned} \nabla \cdot (\sigma \vec{E} + j\omega(\varepsilon' - j\varepsilon'')\vec{E}) &= 0 \\ \nabla \cdot [(\sigma + \omega\varepsilon'')\vec{E} + j\omega\varepsilon'\vec{E}] &= 0 \end{aligned} \quad (4.22)$$

Die verlustbehafteten dielektrischen Materialien werden wie in Abschnitt 4.1.1 mittels $\tan(\delta)$ beschrieben [110]. Daher gilt hier die Beziehung $\varepsilon'' = \tan(\delta) \cdot \varepsilon'$. Die Berechnung der C - und G -Matrizelemente erfolgt über die Äquivalenz zur dissipierten Leistung S im Gebiet A nach Gleichung (4.23).

$$\underline{S} = \frac{1}{2} \cdot U^2 \cdot \left(\frac{1}{G} + j\omega C \right) = \frac{1}{2} \cdot \int_A \vec{J}^* \cdot \vec{E} dA \quad (4.23)$$

Durch einen iterativen Lösungsprozess, wobei an jedem Leiter, der als Spannungsquelle modelliert wird, iterativ 0 V und 1 V angelegt wird, kann die Kapazitätsmatrix C durch den Imaginärteil des Gebietsintegrals nach Gleichung (4.24) und die Matrix der Parallelkonduktanz G durch den Realteil nach Gleichung (4.25) bestimmt werden.

$$C = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im} \left\{ \int_A \vec{J}^* \cdot \vec{E} dA \right\} \quad (4.24)$$

$$G = \operatorname{Re} \left\{ \int_A \vec{J}^* \cdot \vec{E} dA \right\} \quad (4.25)$$

4.2.2 Magnetodynamische 2D-FE-Simulation

Zur Parametrisierung der Widerstands- und Induktivitätsmatrizen ist eine spezielle magnetodynamische Simulation erforderlich, die drei methodische Ansätze kombiniert, um die frequenzabhängigen physikalischen Phänomene im Blech zu berücksichtigen.

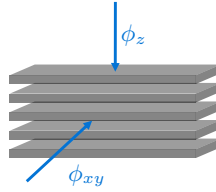


Abbildung 4.5: Hilfsdarstellung zur Berechnung des magnetischen Widerstands eines laminierten Statorblechpakets

Der erste methodische Ansatz bezieht sich auf die Wirbelstromverluste. Um diese zu reduzieren, werden üblicherweise sehr dünne Elektroblechlamellen paketiert. In einer FE-Simulation kann ein solches Material entweder durch einen Einzelmodellierungsansatz, wie in [111], berücksichtigt werden, bei dem jedes einzelne Blech sowie die Isolierung zwischen den Schichten in einem 3D-FE-Modell modelliert wird, oder vereinfacht mittels 2D-Kontinuumsansatz betrachtet werden [112, 113]. Bei Letzterem werden trotzdem beide Flussrichtungen, entlang und durch die Dicke der Schichten berücksichtigt. In der letzteren Richtung ist das Eisen weniger durchlässig, da der Fluss die Isolierung zwischen den einzelnen Blechen durchqueren muss.

Mit der Annahme, dass die Permeabilität des Eisens isotrop ist, wird gemäß der Hilfsdarstellung in Abb. 4.5 ein Flussmodell in jede Richtung erstellt.

Die Reluktanzen in der xy -Ebene bzw. der Flussrichtung des Eisens ϕ_{xy} wird dabei durch Gleichung (4.26a) modelliert. Der zweite Anteil in Richtung der xy -Ebene, durch Luft, repräsentiert Gleichung (4.26b). Durch Parallelschalten der zwei Widerstände ergibt sich für die Reluktanz des Blechs Gleichung (4.26c).

$$R_{\text{Eisen},xy} = \frac{L}{\mu_0 \mu_r c W} \quad (4.26a)$$

$$R_{\text{Luft},xy} = \frac{L}{\mu_0 (1 - c) W} \quad (4.26b)$$

$$R_{\text{Blech},xy} = \frac{L}{\mu_0 ((1 - c) + c \mu_r) W} \quad (4.26c)$$

Dabei beschreiben L und W die Länge und Weite des Flusspfads, c beschreibt den Eisenfüll- oder Eisenstapelfaktor. Da L und W willkürlich gewählt sind, lässt sich die Permeabilität des Materials zu Gleichung (4.27) ableiten.

$$\begin{aligned}\mu_{\text{Blech},xy} &= \mu_0((1-c) + c\mu_r) \\ &\approx c\mu_r\mu_0\end{aligned}\quad (4.27)$$

Analog dazu kann das Flussmodell ϕ_z für die z -Richtung beschrieben werden. Hierfür wird allerdings die Reluktanz durch das Eisen nach Gleichung (4.28a) seriell zur Reluktanz der Isolierschicht gemäß Gleichung (4.28b) modelliert.

$$R_{\text{Eisen},z} = \frac{c}{\mu_0\mu_r} \frac{L}{W} \quad (4.28a)$$

$$R_{\text{Luft},z} = \frac{(1-c)}{\mu_0} \frac{L}{W} \quad (4.28b)$$

$$R_{\text{Blech},z} = \frac{c + (1-c)\mu_r}{\mu_0\mu_r} \frac{L}{W} \quad (4.28c)$$

Dementsprechend wird die Permeabilität des Blechpakets durch Gleichung (4.29) beschrieben [112, 113].

$$\mu_{\text{Blech},z} = \frac{\mu_0\mu_r}{c + (1-c)\mu_r} \quad (4.29)$$

Die zweite Herausforderung bei der physikalischen Berücksichtigung des Blechs betrifft die Hystereseverluste, die durch die Ausrichtung der Weiß'schen Bezirke entstehen. In der BH -Kurve werden diese durch die eingeschlossene Fläche charakterisiert, deren Breite mit der Frequenz zunimmt. Nach [87] kann dies durch das Modell der frequenzabhängigen Permeabilität berücksichtigt werden. Dafür wird die magnetostatische Permeabilität μ_r in den Gleichungen (4.26a - 4.29) durch die frequenzabhängige komplexe Permeabilität $\underline{\mu}_{r,f}$ nach Gleichung (4.30) ersetzt [87, 112].

$$\underline{\mu}_{r,f} = \mu_r \cdot e^{-j\frac{\phi_h}{2}} \cdot \frac{\tanh\left(e^{-j\frac{\phi_h}{2}} \cdot \sqrt{j\omega\sigma_{\text{Eisen}}\mu_0\mu_r} \cdot \frac{d_{\text{Blech}}}{2}\right)}{\sqrt{j\omega\sigma_{\text{Eisen}}\mu_0\mu_r} \cdot \frac{d_{\text{Blech}}}{2}} \quad (4.30)$$

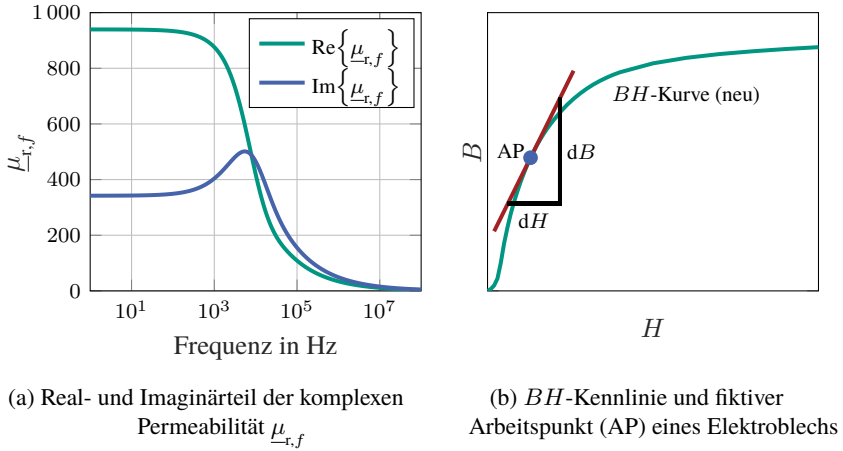


Abbildung 4.6: BH -Kennlinie eines Elektroblechs zur Veranschaulichung der Methoden der „Komplexen Permeabilität“ und „Frozen Permeability“

Der Hysteresewinkel ϕ_h beschreibt nach [87] die Phasenverschiebung zwischen der magnetischen Flussdichte B und Feldstärke H und parametrisiert damit die frequenzabhängigen magnetischen Verluste.

Für Eisenbleche nimmt ϕ_h üblicherweise Werte zwischen 10° und 30° an [87] und beträgt für alle in der vorliegenden Arbeit durchgeführten Simulationen $\phi_h = 20^\circ$. Nach [114] gilt dies in guter Näherung für laminierte Elektrobleche. σ_{Eisen} steht für die Leitfähigkeit und d_{Blech} für die Dicke des Statorblechmaterials. Der Realteil $\text{Re}\{\mu_{r,f}\}$ repräsentiert in dieser Modellierung die gespeicherte frequenzabhängige Energie, der Imaginärteil $\text{Im}\{\mu_{r,f}\}$ die frequenzabhängigen Verluste. Beide Anteile werden exemplarisch für ein Eisenblechmaterial mit $\sigma_{\text{Eisen}} = 1,93 \text{ MS m}^{-1}$, $\mu_r = 1000$ und $\phi_h = 20^\circ$ in Abb. 4.6 (a) dargestellt.

Zur Berücksichtigung des dritten physikalischen Effekts ist die Anwendung der „Frozen Permeability“-Methode notwendig, sodass die Wirkung der Magnete und die stromabhängigen Arbeitspunkte des Eisenblechmaterials gemäß dessen BH -Kennlinie berücksichtigt werden. In einer kommerziellen, nicht anpassbaren Magnetodynamik-FE-Software des aktuellen Stands der Technik werden diese Einflüsse vernachlässigt [110].

Diese sind jedoch von besonderer Relevanz, da Traktionsmaschinen mit Strömen von $i_{\max} \gg 100$ A betrieben werden, ein Impedanzanalysator hingegen lediglich einen Analysestrom von maximal $\hat{i}_{\max, \text{LCR}} \leq 100$ mA stellen kann [D3]. Das Impedanzverhalten bei der Kleinsignalanalyse unterscheidet sich somit aufgrund der Nichtlinearität der Permeabilität wesentlich vom Maschinenbetrieb. Bei der Berechnung der Parametrisierung muss deshalb ein konstanter, aber frequenzabhängiger Gradient dB/dH bzw. eine relative Permeabilität verwendet werden.

Die „Frozen Permeability“-Methode geht dabei entsprechend Abb. 4.6 (b) so vor, dass zunächst eine Initialrechnung zur Bestimmung der „frozen“ differentiellen Permeabilität $\underline{\mu}_{r, \text{AP}}$ mit der realen BH -Charakteristik des Blechpakets im Arbeitspunkt durchgeführt wird. In einem weiteren Schritt wird im magnetodynamischen Lösungsprozess für jedes Netzelement des Statorblechs die BH -Kurve derart verschoben, sodass jedes Netzelement den stromabhängigen Arbeitspunkt der BH -Kennlinie und den Permanentmagnetfluss der partiellen Initialrechnung berücksichtigt. Der angepasste magnetodynamische FE-Solver adaptiert somit für jede definierte Rotorlage und Stromkombination bzw. für jeden Vorsteuerwinkel sowie für jede Frequenz die korrekte effektive Permeabilität des Blechs, bevor dieser anschließend die Feldgleichungen (4.32) der einzelnen Netzelemente löst. Diese Implementierungsmöglichkeit bietet das open-source FEM-Programm *Finite Element Method Magnetics (FEMM* [112]), welches daher auch verwendet wurde.

Zuletzt werden aus der Feldlösung (4.31) mithilfe des magnetischen Vektorpotentials A und des elektrischen Skalarpotentials Ψ sowie über den Zusammenhang (4.32) zur Stromdichte J die Impedanzmatrizen $\underline{Z}(f)$ berechnet.

$$\nabla \times \frac{1}{\underline{\mu}_{r, f}} (\nabla \times A) = (\sigma + j\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r) (-j\omega A - \nabla \Psi) \quad (4.31)$$

$$J = (\sigma + j\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r) (-j\omega A - \nabla \Psi) \quad (4.32)$$

In Gleichung (4.32) beschreibt der Term $\sigma \nabla \Psi$ die Stromdichte der externen Quelle bzw. der angeregten Spulenseite, $j\omega \sigma A$ die induzierte Wirbelstromdichte und der verbleibende Ausdruck $j\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r (-j\omega A - \nabla \Psi)$ die Verschiebungsstromdichte. Zudem berücksichtigt diese Gleichung mit $\underline{\mu}_{r, f}$ nach Gleichung (4.30) die zuvor beschriebenen nichtlinearen Charakteristika des Blechs. Folglich steigt der Widerstand mit zunehmender Frequenz aufgrund der abnehmenden Permeabilität, der größeren Hysterese und der Zunahme von Wirbelströmen in den Blechen, während gleichzeitig die Induktivität abnimmt [90].

Impedanzmatrix \underline{Z}

Die Gesamtstruktur der Impedanzmatrix $\underline{Z}_t(f)|_{t=\text{WK}}$ für den Aktiv- als auch Wickelkopfteil lässt sich in Matrixform wie folgt zusammenfassen:

$$\underline{Z}(f) = \begin{pmatrix} R_{t,1} + j\omega \underline{L}_{t,11} & j\omega \underline{M}_{t,12} & \dots & j\omega \underline{M}_{t,1N_N \cdot N_L} \\ j\omega \underline{M}_{t,21} & R_{t,2} + j\omega \underline{L}_{t,22} & \dots & j\omega \underline{M}_{t,2N_N \cdot N_L} \\ \vdots & \dots & \ddots & \vdots \\ j\omega \underline{M}_{t,N_N \cdot N_L,1} & j\omega \underline{M}_{t,N_N \cdot N_L,2} & \dots & R_{t,N_N \cdot N_L} + j\omega \underline{L}_{t,1N_N \cdot N_L} \end{pmatrix} \Bigg|_{1 \dots N_f}$$

Für jede der N_f Frequenzstützstellen setzt sie sich aus der frequenzabhängigen Widerstands- $\underline{R}(f)$ und Induktivitätsmatrix $\underline{L}(f)$ zusammen, die aus der zuvor beschriebenen FE-Feldlösung (4.31, 4.32) extrahiert werden.

Widerstände \underline{R}

Im Fall der Widerstände $R_{t,i}(f)$ berechnet der Solver über den Leistungsansatz nach Gleichung (4.33) das jeweilige Element der Widerstandsmatrix $\underline{R}(f)$. Dabei wird jeder Leiter iterativ mit einer konstanten Stromamplitude angeregt, während alle anderen unbestromt bleiben [115].

$$\vec{P} = \frac{1}{2\sigma} \iiint_V \vec{J} \cdot \vec{J}^* dV \stackrel{!}{=} \vec{R} \cdot \vec{I}^2 \quad (4.33)$$

Induktivitäten \underline{L}

Kongruent zum Widerstand, jedoch mithilfe des mittleren Energieansatzes \bar{E}_{mag} und der Feldlösung nach Gleichungen (4.31) und (4.34) können die Induktivitäten $\underline{L}_{t,ii}(f)$ sowie Gegeninduktivitäten $\underline{M}_{t,ij}(f)$ der Induktivitätsmatrix $\underline{L}(f)$ berechnet werden [115].

$$\bar{E}_{\text{mag}} = \frac{1}{2} \iiint_V \vec{B} \cdot \vec{H} dV \stackrel{!}{=} \frac{1}{2} \vec{L} \cdot \vec{I}^2 \quad (4.34)$$

Durch die nutübergreifende magnetische Kopplung aller Leiter miteinander sind für den Gesamtmotor $[N_N \cdot N_L + (N_{N_2}^{N_L})/2]$ Iterationsschleifen notwendig.

4.3 Common-Mode-Impedanzen Z_{Stator} und Z_{Rotor}

Im Gesamtmotormodell wird der in Abb. 2.9 veranschaulichte, hochfrequente Common-Mode-Fluss in Anlehnung an das Transformatormodell nach [40] durch die Impedanzen Z_{Stator} und Z_{Rotor} beschrieben. Der Ansatz und die Parametrisierung der beiden Elemente mit ihrer gegenseitigen Kopplung M_{SR} findet ihren Ursprung in der analytischen Herleitung von [116] und wird in der Literatur für die Modellierung des CM-Flusses nahezu ausschließlich verwendet. Im Folgenden werden daher lediglich die wesentlichen und für das Gesamtmotormodell relevanten Zusammenhänge zusammengefasst dargelegt.

In der Herleitung [116] wird der durch den CM-Strom verursachte hochfrequente CM-Fluss über die gesamte Länge des Blechpakets in jedem einzelnen Blech beschrieben. [40] zeigt, dass die Ströme mäanderförmig durch das Blechpaket fließen, weshalb die Ströme der vorgelagerten Bleche in einem konkret betrachteten Blech ebenfalls berücksichtigt werden müssen. Dies führt letztlich zu einer Superposition zweier Teilmodelle, die ausführlich in den Arbeiten [24, 62, 116] erläutert werden.

Nach Vereinfachung der Lösung der mathematischen Ansätze ergibt sich für den gesamten hochfrequenten CM-Fluss $\underline{\Phi}_0$ Gleichung (4.35).

$$\underline{\Phi}_0 = \mu_0 \mu_r \cdot \frac{N_{\text{Lam}}}{2\pi} \cdot \ln \frac{d_{\text{S,a}}/2}{d_{\text{S,i}}/2 + h_{\text{N}}} \cdot \frac{\delta_{\text{Eisen}}}{\sqrt{2}} \cdot \underline{i}_{\text{CM}} \quad (4.35)$$

Gleichung (4.35) verdeutlicht, dass der CM-Fluss sowohl vom CM-Strom $\underline{i}_{\text{CM}}$ als auch proportional von der Anzahl der Blechlamellen N_{Lam} und damit von der Blechpaketlänge l_{Eisen} abhängt und folglich für größere Motoren nicht vernachlässigt werden kann. Auf Basis dieser Gleichung wird zunächst die Gegeninduktivität M_{SR} nach Gleichung (4.36) mittels der induzierten Spannung $\underline{\hat{u}}_{\text{CM,ind}} = -j\omega \underline{\Phi}_0$ hergeleitet [40, 116].

$$M_{\text{SR}} = \mu_0 \mu_r \cdot \frac{N_{\text{Lam}}}{2\pi} \cdot \ln \frac{d_{\text{S,a}}/2}{d_{\text{S,i}}/2 + h_{\text{N}}} \cdot \frac{\delta_{\text{Eisen}}}{2} \quad (4.36)$$

Da der Lagerstrompfad und der Common-Mode-Strompfad identisch sind, wird dieser auch durch Z_{Stator} und Z_{Rotor} beschrieben. Für deren Parametrisierung werden die Gleichungen (4.37) und (4.38) nach [13, 40, 62, 116] adaptiert.

$$\underline{Z}_{\text{Stator}} = (1 + j) \cdot \mu_0 \mu_r \cdot \omega \cdot \frac{N_{\text{Lam}}}{2\pi} \cdot \ln \frac{d_{\text{S,a}}/2}{d_{\text{S,i}}/2 + h_N} \cdot \delta_{\text{Eisen}} \quad (4.37)$$

$$\underline{Z}_{\text{Rotor}} = (1 + j) \cdot \mu_0 \mu_r \cdot \omega \cdot \frac{\delta_{\text{Eisen}}}{2\pi} \cdot \left(\ln \frac{d_{\text{R,a}}}{d_{\text{R,i}}} + \frac{l_{\text{Eisen}}}{2 \cdot d_{\text{R,i}}} \right) \quad (4.38)$$

4.4 Polradspannungsanteil einer Spule u_p

Die Parametrisierung des Ersatzschaltbildelements zur Berücksichtigung des Polradspannungsanteils einer Spule u_p basiert auf dem Luftspaltfeldanteil, der von der Permanentmagneterregung des Rotors hervorgerufen wird und welcher inhärent mit jeder Spulenseite verkettet ist.

In Anlehnung an [80, 117] genügt für den Effektivwert der Spannung einer am Statorumfang ortsfesten Spulenseite i die Beziehung (4.39).

$$U_{p,i} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{d_B \cdot l_{id}}{2 \cdot p} \cdot \hat{B}_{p,\text{PM}} \quad (4.39)$$

Dabei beschreibt $B_{p,\text{PM}}$ den aufgrund der Permanentmagneterregung des Rotors hervorgerufenen Anteil der Induktionshauptwelle, l_{id} die ideelle Länge dieser im Luftspalt tatsächlich wirksamen Induktionsverteilung $B_{p,\text{PM}}$ und d_B den Bohrungsdurchmesser. Eine mögliche Sehnung wird dadurch berücksichtigt, dass die in den beiden Spulenseiten einer Hairpin-Spule induzierten Spannungen eine geringe Phasenverschiebung gegeneinander haben. Die Phasenlage der Spannung ergibt sich dabei aus der momentanen mechanischen Winkeldifferenz zwischen der d-Achse des Rotors und der aus dem Wickelschema bekannten Nutposition der betrachteten Spulenseite.

Anstelle der analytischen Berechnung und zur Auflösung der Beschränkung auf die Hauptwelle lässt sich die induzierte Spannung jeder Spulenseite für den Leerlauf auch unmittelbar aus einer FE-Simulation extrahieren. Für einen speziellen Arbeitspunkt lässt sie sich zudem unter Anwendung der „Frozen Permeability“-Methode ermitteln. Im Entwicklungsprozess elektrischer Maschinen werden üblicherweise detaillierte Flusskennfelder sowie die induzierten Spannungen in den Strängen mittels FEM berechnet [118]. Anhand dieser Ergebnisse und der bekannten Winkelposition einer ortsfesten Spulenseite i lässt sich deren anteilige induzierte Spannung bestimmen und damit die Parametrisierung des

Gesamtmotormodells unter Berücksichtigung höherharmonischer Anteile vervollständigen.

Alternativ kann eine FE-Simulation derart aufgebaut werden, dass jede Spule einzeln modelliert und unter Berücksichtigung des Wickelschemas für jede Spulenseite die induzierte Spannung aus der Feldlösung berechnet wird. Bei dieser Vorgehensweise entfällt die anteilige Zuordnung, da die induzierte Spannung jeder Spulenseite bereits explizit vorliegt.

4.5 Vergleich und Diskussion der Parametrisierungsmethoden

Im Folgenden werden die Ergebnisse der analytischen Berechnungsmethoden zur Parametrisierung der Ersatzschaltbildelemente den Ergebnissen der FE-Simulation gegenübergestellt. Die hier dargestellten Ergebnisse beziehen sich auf den Stator eines Serienmotors mit Hairpin-Wicklung und den in Tabelle 4.1 aufgeführten Eigenschaften.

Eigenschaft	Formelzeichen	Wert
Bemessungsleistung	P_N	260 kW
Max. Moment	M_{\max}	500 N m
Max. Drehzahl	n_{\max}	10 500 min ⁻¹
Statorinnendurchmesser	$d_{S,i}$	156 mm
Statoraußendurchmesser	$d_{S,a}$	240 mm
Eisenlänge	l_{Eisen}	142 mm
Anzahl der Nuten	N_N	48
Anzahl der Leiter pro Nut	N_L	6
Anzahl der Polpaare	p	4
Anzahl der Stränge	m	3
Anzahl der Parallelzweige	a	2
Wicklungsschritt	y/y_z	5/6

Tabelle 4.1: Eigenschaften der modellierten PMSM

Kapazität	FE-Ergebnis	Analytischer Wert	Abweichung (MAPE)
$C_{G,1}$	72,69 pF	71,49 pF	1,64 %
$C_{G,2}$	45,50 pF	45,32 pF	0,35 %
$C_{G,3}$	45,50 pF	45,32 pF	0,35 %
$C_{G,4}$	45,50 pF	45,32 pF	0,35 %
$C_{G,5}$	45,50 pF	45,32 pF	0,35 %
$C_{G,6}$	68,43 pF	71,32 pF	4,22 %
C_{12}	31,22 pF	31,17 pF	0,16 %
C_{23}	31,23 pF	31,17 pF	0,19 %
C_{34}	31,22 pF	31,17 pF	0,16 %
C_{45}	31,22 pF	31,17 pF	0,16 %
C_{56}	31,23 pF	31,17 pF	0,19 %

Tabelle 4.2: Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Kapazitätswerte

4.5.1 Kapazitäten C

Tabelle 4.2 zeigt sowohl die simulativ ermittelten Kapazitäten C_{xy} als auch die gemäß Abschnitt 4.1.1 analytisch berechneten Werte.

Die geringe Abweichung anhand des mittleren absoluten prozentualen Fehlers (MAPE) von unter 5 % zeigt, dass ein analytischer Ansatz in der Lage ist, die parasitären Kapazitäten zwischen den Leitern in der Nut und gegenüber dem Statorblechpaket hinreichend exakt zu bestimmen. Kongruent zur FE-Simulation wurde bei der analytischen Berechnungsmethode die gleiche Permittivität für das Isoliermaterial von $\varepsilon_r = 3,7$ angenommen [119]. Zusätzlich zeigt das Ergebnis der elektrodynamischen FE-Simulation in Abb. E.1, dass die Kapazität nahezu konstant bleibt und bestätigt somit die Annahme, dass die Frequenzabhängigkeit bei der analytischen Berechnung vernachlässigt werden kann.

Durch die Rundungen in der Nut und die spezielle Geometrie des Statorzahns bzw. der Nutöffnung, wie in Abb. 4.2 veranschaulicht, weichen die Werte für die Kapazitäten am Nutgrund $C_{G,1}$ und an der Nutöffnung $C_{G,6}$ trotz der Einbeziehung der genaueren Geometriebetrachtung nach Abb. 4.1 (a) deutlicher ab. Die Abweichung liegt dabei jedoch weit unter dem in der Literatur als valide geltenden Bereich von 15 % [50] und bestätigt somit die Anwendbarkeit dieser analytischen Berechnungsmethode.

Leitfähigkeit	FE-Ergebnis	Analytischer Wert	Abweichung (MAPE)
$G_{G,1}$	68,51 pS	67,38 pS	1,68 %
$G_{G,2}$	42,89 pS	42,72 pS	0,39 %
$G_{G,3}$	42,89 pS	42,72 pS	0,39 %
$G_{G,4}$	42,89 pS	42,72 pS	0,39 %
$G_{G,5}$	42,89 pS	42,72 pS	0,39 %
$G_{G,6}$	64,34 pS	67,22 pS	4,47 %
G_{12}	29,42 pS	29,38 pS	0,14 %
G_{23}	29,43 pS	29,38 pS	0,17 %
G_{34}	29,43 pS	29,38 pS	0,17 %
G_{45}	29,43 pS	29,38 pS	0,17 %
G_{56}	29,44 pS	29,38 pS	0,20 %

Tabelle 4.3: Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Konduktanzwerte

4.5.2 Konduktanzen G

Gleichermaßen werden in Tabelle 4.3 die nach Abschnitt 4.1.1 analytisch berechneten sowie die simulativ ermittelten Konduktanzen G_{xy} aufgelistet.

Die geringe Abweichung beruht direkt auf der Tatsache, dass sowohl in der FE-Simulation als auch nach der analytischen Berechnung die Konduktanzen von den Kapazitäten abgeleitet werden. Der Verlustfaktor $\tan(\delta)$ wurde dem Datenblatt des Isoliermaterials [D4] entnommen und beträgt für beide Berechnungsmethoden $\tan(\delta) = 15 \cdot 10^{-3}$ bei 23 °C und 1 kHz. Aufgrund dessen geringer Frequenzabhängigkeit sind die Fehler der Kapazitäten und Konduktanzen nicht identisch.

4.5.3 Widerstände R

Der Vergleich der analytisch errechneten Widerstände für die einzelnen Leiter in der Nut mit den Ergebnissen der FE-Simulation wird in Abb. 4.7 anhand des jeweiligen Widerstandsanstiegsfaktors $k_{R,s,i}$ gezeigt.

Die auf den DC-Widerstand normierten Widerstandsanstiegsfaktoren errechnen sich nach Gleichung (4.40).

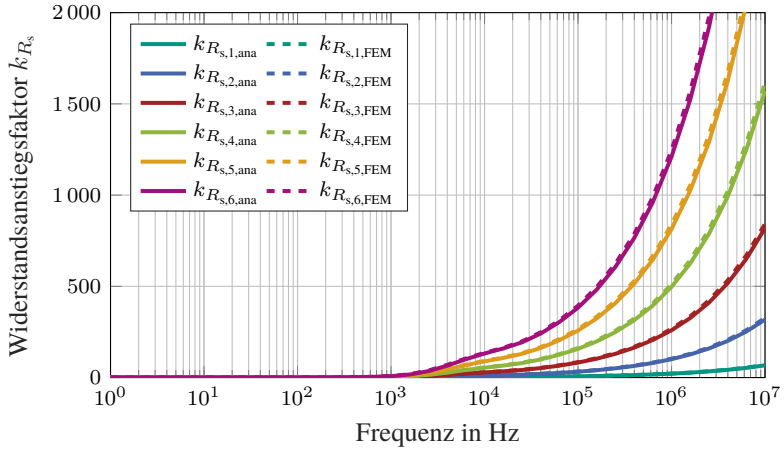


Abbildung 4.7: Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Widerstandsanstiegsfaktoren $k_{R_s,i}$

$$k_{R_s,i}(f) = \frac{R_{s,i}(f)}{R_{s,DC,i}} \quad (4.40)$$

Insbesondere bei niedrigen Frequenzen zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den analytisch berechneten Werten und den Simulationsergebnissen. Mit zunehmender Frequenz steigen jedoch die Abweichungen. Zu erkennen ist, dass vor allem im Bereich oberhalb von 2 MHz die Abweichung stärker zunimmt. Des Weiteren unterscheiden sich die Ergebnisse der näher an der Nutöffnung liegenden Leiter deutlicher. Diese Abweichungen lassen sich durch die in Abb. 4.4 dargestellte Stromdichteverteilung begründen und sind nach Abb. D.2 insbesondere auf die Feldstärkezunahme im Bereich der Nutöffnung und auf die Nutverengung zurückzuführen. In der Nutverengung wird bei der analytischen Lösung das Feld oberhalb der letzten Spulenseite als konstant angenommen und über die geometrische Nutformänderung skaliert. Die Feldverläufe der FE-Rechnung zeigen allerdings, insbesondere für höhere Frequenzen, nichtlineare Feldverteilungen und damit stärkere Abweichungen. Bereits der verbreitete Ansatz nach Richter et al. [97–99] zeigt dieselben Probleme hin-

Faktor	Abweichung (MAPE)	Faktor	Abweichung (MAPE)
$k_{R_{s,1}}$	1,47 %	$k_{L_{s,1}}$	4,19 %
$k_{R_{s,2}}$	1,99 %	$k_{L_{s,2}}$	3,94 %
$k_{R_{s,3}}$	2,31 %	$k_{L_{s,3}}$	3,58 %
$k_{R_{s,4}}$	2,52 %	$k_{L_{s,4}}$	3,04 %
$k_{R_{s,5}}$	2,68 %	$k_{L_{s,5}}$	3,19 %
$k_{R_{s,6}}$	2,81 %	$k_{L_{s,6}}$	1,25 %
$k_{L_{12}}$	4,33 %	$k_{L_{13}}$	4,04 %
$k_{L_{14}}$	3,57 %	$k_{L_{15}}$	4,17 %
$k_{L_{16}}$	2,61 %		
$k_{L_{23}}$	4,03 %	$k_{L_{24}}$	3,57 %
$k_{L_{25}}$	4,17 %	$k_{L_{26}}$	2,61 %
$k_{L_{34}}$	3,57 %	$k_{L_{35}}$	4,17 %
$k_{L_{36}}$	2,61 %		
$k_{L_{45}}$	4,17 %	$k_{L_{46}}$	2,61 %
$k_{L_{56}}$	2,61 %		

Tabelle 4.4: Fehler (MAPE) zwischen den analytisch und numerisch berechneten Widerstandsanstiegswerten $k_{R_{s,i}}$ sowie den Induktivitätsfaktoren $k_{L_{s,i}}$ und $k_{L_{i,j}}$

sichtlich der genauen Feldbeschreibung in der Nähe der oberen Leiter. Wie in Anhang D.1 dargelegt wird, liegen die Ergebnisse des eigenen analytischen Ansatzes deutlich näher an denen der numerischen Simulation als die Ergebnisse des klassischen Ansatzes nach Richter [99]. Zusammenfassend ist der mittlere absolute prozentuale Fehler (MAPE) für die jeweilige Spulenseite, gemittelt über den Gesamtfrequenzbereich, in Tabelle 4.4 aufgelistet.

4.5.4 Induktivitäten L

Für die Berechnung der Eigen- und Gegeninduktivität jeder Spulenseite ist nach Abschnitt 4.1.2 unter anderem die gespeicherte Energie im magnetischen Feld maßgeblich. Bei Betrachtung ausschließlich des Stators muss der luftgefüllte Bereich im Statorinnendurchmesser bei der Berechnung der Leiterinduktivitäten zusätzlich berücksichtigt werden.

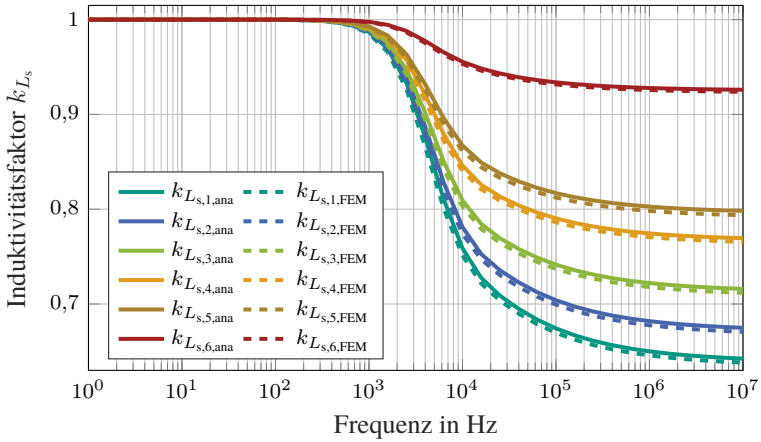


Abbildung 4.8: Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Induktivitätsfaktoren $k_{L_{s,i}}$ der Statorinduktivitäten

Mit eingebautem Rotor liegt nach dem Luftspalt unmittelbar erneut ein magnetisch leitfähiges Material vor, solange dieser nicht über Oberflächenmagnete verfügt. Ohne Rotor ergibt sich stattdessen ein ausgedehnter Luftbereich, in dem sich das magnetische Feld ausbreiten kann. Zur Berücksichtigung dieses Luftbereichs wird die Analogie zur Ausbreitung des magnetischen Feldes eines runden stromdurchflossenen Leiters in Luft nach [90] genutzt und die dort gespeicherte Energie im Ansatz von Gleichung (4.19) miteinbezogen. Mit zunehmendem Abstand von den stromdurchflossenen Leitern sinkt die magnetische Feldstärke mit dem Kehrwert des Abstands. Die getroffene Annahme wurde in [S1] durch FE-Simulationen validiert.

Abb. 4.8 zeigt die Induktivitätsfaktoren $k_{L_{s,i}}$ für die Statorinduktivitäten und Abb. E.2 die Induktivitätsfaktoren $k_{L_{i,j}}$ der Gegeninduktivitäten innerhalb einer Nut. Analog zum Widerstandsanstiegsfaktor $k_{R_{s,i}}$ wird $k_{L_{s,i}}$ entsprechend Gleichung (4.41) auf die DC-Gesamtinduktivität der einzelnen Spulenseite $L_{s,i}$ normiert.

$$k_{L_{s,i}}(f) = \frac{L_{s,i}(f)}{L_{s,DC,i}} \quad (4.41)$$

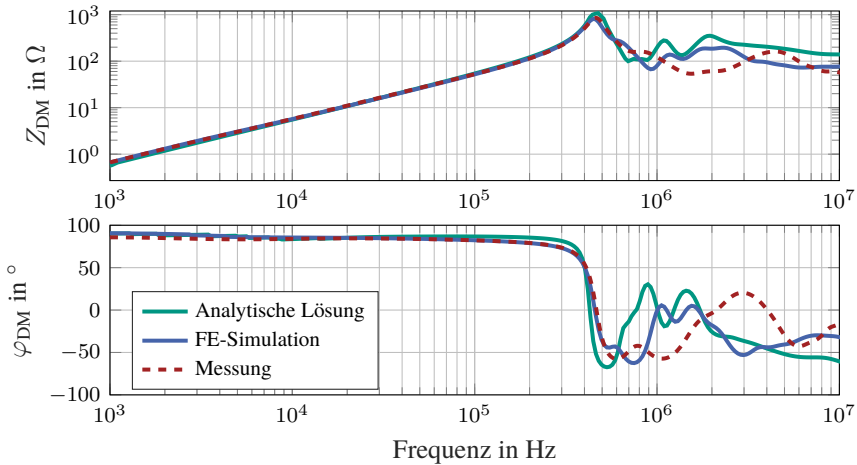


Abbildung 4.9: Vergleich der Impedanzkurve hinsichtlich der analytisch und numerisch berechneten Parametrisierungen sowie der gemessenen Impedanzkurve des Stators ohne Rotor in DM-Konfiguration für Parallelzweig 1U

Ein zusätzlicher Vergleich kann Tabelle 4.4 entnommen werden. Dort wird die über den Frequenzbereich gemittelte Abweichung (MAPE) zwischen den numerisch und analytisch berechneten Induktivitätsfaktoren für die jeweilige Spulenseite bzw. Kopplung erfasst.

4.5.5 Vergleich der Impedanzkurve mit analytisch und numerisch berechneten Parametrisierungen

Zuletzt soll ein Vergleich der Impedanzkurve die Validität zwischen den analytisch berechneten und numerischen bestimmten Parametrisierungen aufzeigen. In Abb. 4.9 werden hierfür die Impedanzkurven des Stators des in Tabelle 4.1 vorgestellten Motors dargestellt, die mithilfe des in Abschnitt 3.1 vorgestellten Modells berechnet wurden. Zusätzlich wird das Ergebnis der komplementären Impedanzmessung mit einem maximalen Analysestrom von $\hat{i}_{\max, \text{LCR}} \leq 100 \text{ mA}$ dargestellt.

Die Nebenbedingungen in der Modellierung wurden dabei den Messbedingungen angepasst, sodass nur der Stator betrachtet und nur ein einzelner Parallel-

zweig der Wicklung am Impedanzanalysator angeschlossen ist. Der gemessene Stator wurde hierfür derart modifiziert, dass der Sternpunkt nicht verbunden ist, um die einzelnen Wicklungszweige getrennt zu untersuchen. Es gelten somit die Nebenbedingungen nach Abschnitt 3.3.3.

Die Kurven zeigen bis zur ersten Resonanzfrequenz eine sehr gute Übereinstimmung. Oberhalb der Resonanz sind die simulierten Kurven gegenüber den Messungen gestaucht, qualitativ sind die Verläufe jedoch vergleichbar. Insbesondere der Frequenzbereich um 1 MHz zeigt deutlichere Abweichungen. Sensitivitätsanalysen von $[S1, S2]$ zeigen, dass durch Anpassung der Parametrisierungen eine Konvergenz der Verläufe erzwungen werden kann, insbesondere zur Messung, indem die Eisenverluste des Stators, die sich im Imaginärteil der komplexen Induktivitäten \underline{L} ausdrücken, vergrößert werden. Dies hat einen Dämpfungseffekt auf die Impedanzkurve oberhalb der Resonanzfrequenz zur Folge.

4.6 Weiterführende Diskussion und Grenzen der analytischen Parametrisierung

Der Vergleich der Parametrisierungsmethoden in den vorangegangenen Abschnitten 4.5.1 bis 4.5.5 zeigt eine weitgehende Übereinstimmung zwischen der analytischen und der mittels FEM ermittelten Parametrisierung. Daher divergieren auch die mittels des HF-Modells berechneten Impedanzkurven der beiden Methoden nicht beträchtlich. Dennoch ist es geboten, die zugrunde liegenden Berechnungsmethoden zu hinterfragen und die Limitierungen der analytischen Parametrisierung aufzuzeigen, da die Übereinstimmungen lediglich für den Stator, nicht aber für den Gesamtmotor einschließlich des Rotors gelten. Ferner soll dadurch die Gültigkeit der analytischen Parametrisierung klar eingegrenzt und die Notwendigkeit einer Parametrisierung mittels FEM hervorgehoben werden. Bereits bei der Berechnung der Widerstandsmatrizen wird auf den Anhang D.1 verwiesen, in dem der Ansatz der einseitigen Stromverdrängung nach Richter [99] mit dem eigens ausgearbeiteten analytischen Ansatz verglichen wird. Dabei zeigen sich bereits deutliche Unterschiede, da Richter das Nutstrefeld als reines Querfeld ohne Längskomponente betrachtet. Nach Field [98] und wie in Abb. 4.4 und D.2 ersichtlich, stößt diese Methode jedoch an ihre Genauigkeitsgrenzen, wenn der Abstand der Leiter zur Nutöffnung nicht hinreichend groß ist. Das Längsstrefeld nahe der Nutöffnung ist demnach zu groß, um die Annahme eines reinen Nutquerfelds zu rechtfertigen [98, 101].

Der eigene Ansatz berücksichtigt aus diesem Grund beide Feldkomponenten und erreicht dadurch eine höhere Übereinstimmung mit der FEM-Simulation, auch bei der Berechnung der Induktivitätsmatrizen. Obwohl dieser Ansatz keine allgemeingültige Methode darstellt, ist er doch für bestimmte Modellierungszwecke zweckmäßig und valide.

Die Grenzen der analytischen Parametrisierung werden besonders deutlich, wenn der analytische Ansatz auf eine PMSM mit vergrabenen Magneten angewandt wird. Die analytisch berechneten Parametrisierungen zeigen dabei weder eine Korrelation mit den Ergebnissen der FEM-Berechnungen noch ist es möglich, die messtechnisch ermittelten Impedanzkurven des Gesamtmotors damit zu simulieren. Die Einflüsse des Rotors auf die frequenzabhängige Parametrisierung der R - L -Matrizen erweisen sich als zu groß und nichtlinear, um eine adäquate analytische Modellierung darzustellen. Auch einschlägige Literatur bietet in diesem Zusammenhang keine geeigneten Ansätze.

Es finden sich dort zwar Hinweise auf erhöhte Verluste in den Leitern einer Nut, die sich nahe der Nutöffnung befinden, da insbesondere diese Leiter neben dem Nutstrefelfeld auch vom Luftspaltfeld des Rotors bzw. der Permanentmagnete durchsetzt werden [120–122]. Allerdings wird, wie auch von Morisco und Junginger [101, 105] bestätigt, kein sinnvoller analytischer Ansatz zur frequenzabhängigen Berücksichtigung vorgeschlagen oder aber sind diese Ansätze teilweise widersprüchlich. In den meisten Fällen, wie bspw. in [123–126], werden deshalb die Permanentmagnete als vernachlässigbar angenommen. Auch ein Ansatz, der eine partielle Addition des vom Rotor hervorgerufenen Luftspaltfelds zur analytisch berechneten Nutstreuinduktivität vorsieht, konnte nicht als zweckmäßig konstatiert werden.

Eine weitere Limitierung der analytischen Parametrisierung ergibt sich aus den Sättigungseffekten, insbesondere entlang der Nutöffnung oder den Stegen im Eisen [105, 127]. So ist der magnetische Leitwert keinesfalls nur geometrieabhängig, sondern auch vom Magnetisierungsstrom und damit primär vom Betriebspunkt der Maschine [128]. Eigene messtechnische Untersuchungen eines Motors mittels Impedanzanalysator zeigen, dass bereits die Überlagerung des Analysestroms mit einem DC-Offset von 20 A eine signifikante Änderung im Impedanzverlauf bewirkt, was auf den verschobenen Arbeitspunkt in der BH -Charakteristik des Blechs zurückzuführen ist [E4].

Überdies wird in [E4] mithilfe solcher Impedanzmessungen nachgewiesen, dass der von den Rotormagneten ausgehende Magnetfluss die Impedanzmessung signifikant beeinflusst. Zugleich belegt die Studie die Winkelabhängigkeit der Rotorposition, was wiederum eine Winkelabhängigkeit der Parametrisierung der R - L -Ersatzschaltbildelemente impliziert.

Wird in gleicher Weise die R - L -Parametrisierung des Wickelkopfanteils der Maschine hinterfragt, so muss deren Gültigkeit weiter eingeschränkt werden. Obwohl die Leiter des Wickelkopfs in einer elektrischen Maschine meist denselben Querschnitt wie im statorinneren Teil besitzen [129], unterscheidet sich das elektromagnetische Verhalten, insbesondere im niedrigen Frequenzbereich, aufgrund des Fehlens des Statorblechs und der Biegung der Leiter, erheblich vom statorinneren Teil. Zudem hängen die Gegeninduktivitäten von der genauen Gestaltung des Wickelkopfdesigns und der Anordnung der Schaltstellen ab.

Folglich könnte eine dreidimensionale FE-Simulation für die Parametrisierung des Wickelkopfanteils exaktere Ergebnisse liefern, da damit sowohl die genaue Schaltungstopologie als auch die geometrische Verteilung der Schaltstellen berücksichtigt werden können. Die Rechenzeit einer solchen Simulation wäre jedoch nach heutigem Stand nicht adäquat. [E6] zeigt in einer Sensitivitätsstudie, dass die mittels 2D-FEM berechnete Parametrisierung eine hinreichende Genauigkeit im Impedanzverlauf gewährleistet, während eine Vernachlässigung des Wickelkopfanteils eine zu große Vereinfachung darstellt.

Zusätzlich wird in [E6] die Vernachlässigung der parasitären Kapazitäten im Wickelkopf in Frage gestellt und bestätigt, was bereits [130] zeigt. Da diese Kapazitäten weniger als 3 % der gesamten parasitären Kapazitäten ausmachen, können diese, wie auch bspw. in [74], als vernachlässigbar angenommen werden. Zur Generalisierung dieser Annahme fehlt es jedoch auch in der Literatur an einer umfassenden messtechnischen Validierung.

Abschließend rückt die analytische Parametrisierung hinsichtlich der Impedanzmessung und die diversen Anschlusskombinationen am Impedanzanalysator in den Fokus dieser Diskussion.

Inhärent haben die am Impedanzanalysator angeschlossenen, aktiv bestromten Stränge der Wicklung eine Änderung der magnetischen Flüsse über die Leiterbereiche hinweg zur Folge. Konsistent mit dem Lenz'schen Gesetz werden in den nicht bestromten Leitern transformatorisch Spannungen induziert, die wiederum Ströme in den Leitern und damit Felder hervorrufen, die auf den vermessenen Strang rückwirken. Zudem können sich Ströme über die Kapazitäten zwischen den Leitern ausbilden. Beide Effekte wirken sich evident auf die Impedanzmessung aus, weshalb diese Kausalität bei der frequenzabhängigen Parametrisierung der Eigen- und Gegeninduktivitäten sowie der Widerstände bzw. der R - L -Matrizen berücksichtigt werden muss [131, 132]. Bei der analytischen Parametrisierung sind diese kausalen Zusammenhänge nicht abbildbar.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde demnach die numerische Parametrisierung mittels FEM bevorzugt, insbesondere um den Rotor zu berücksichtigen. So können durch die in Abschnitt 4.2.2 beschriebenen Anpassungen im FE-

Simulationsaufbau die Permanenterregung des Rotors einschließlich der Winkelabhängigkeit sowie die BH -Kennlinie des Blechpakets und die Frequenzabhängigkeit berücksichtigt werden. In den Parametrisierungen der elektrischen Ersatzschaltbildelemente werden folglich die komplexen Einflussfaktoren wie Sättigungseffekte, Luftspaltfluss oder Rotorlage inhärent berücksichtigt. Zudem wird auf diese Weise der Geltungsbereich der Parametrisierungsmethodik maximiert, da etwaige in der analytischen Berechnung notwendige Annahmen obsolet werden.

Kapitel 5

Hochfrequenz-Modellierung einer permanenterregten Synchronmaschine

Das im Rahmen der Arbeit entwickelte HF-Modell wird im Folgenden auf die in Tabelle 4.1 vorgestellte permanenterregte Synchronmaschine angewandt, um anschließend die umrichterbedingte Potentialverteilung und die zugehörige Beanspruchung des Isoliersystems der Hairpin-Wicklung zu analysieren. Zunächst wird dazu die für die Modellbildung notwendige Parametrisierung dargelegt und die Gesamtmotormodellierung anhand von Messaufbauten validiert.

5.1 Berechnung der elektrischen Ersatzschaltbildelemente

Die vorangegangene Diskussion zu den Parametrisierungsmethoden in Abschnitt 4.6 verdeutlicht die Notwendigkeit, die Parametrisierung der elektrischen Ersatzschaltbildelemente für die PMSM mittels FEM-Simulationen zu bestimmen. Damit wird sichergestellt, dass die genannten wesentlichen Einflüsse, insbesondere der Betriebspunkt der Maschine und die Bedingungen des Messaufbaus, berücksichtigt werden.

Zur Parametrisierung des Wickelkopfteils wird ein kongruenter Ansatz verfolgt. Aufgrund der fehlenden Eisenumgebung und unter Annahme konstanter

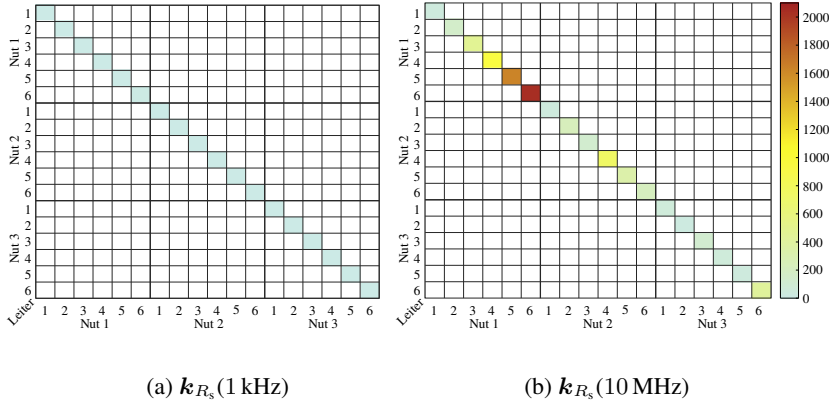


Abbildung 5.1: Widerstandsanstiegsmatrix k_{R_s} -Matrix der 18 Spulenseiten eines halben Pols für 1 kHz und 10 MHz

Temperatur ist dessen Parametrisierung nicht betriebspunktabhängig. Auf eine ausführliche Darstellung von dessen Parametrisierungsmatrizen wird nachfolgend verzichtet.

Widerstände R

Die Widerstandsanstiegsmatrix k_{R_s} , die gemäß Abschnitt 4.5.3 für den Motor berechnet wurde, wird in Abb. 5.1 (a) für 1 kHz und in 5.1 (b) für 10 MHz farblich wiedergegeben.

Die Indizes auf der Abszisse und Ordinate stellen drei Nuten mit jeweils $N_L = 6$ Spulenseiten dar. Aufgrund der aperiodischen Symmetriebedingung genügt es, lediglich die Hälfte eines Pols darzustellen. Des Weiteren veranschaulicht Abb. 5.1 die entstehende Diagonalmatrix, die sich für jede Frequenzstützstelle unterscheidet. Unter Berücksichtigung der zu untersuchenden N_f Frequenzpunkte entsteht eine dreidimensionale Matrix der Größe $[(N_N \cdot N_L) \times (N_N \cdot N_L)] \times N_f$. Es wird außerdem ersichtlich, dass die einzelnen Spulenseiten zwischen zwei Nuten aufgrund des Permanentmagnetflusses und der Srehnung unterschiedliche Widerstandswerte annehmen. Zugleich wird beim Vergleich von Abb. 5.1 (a) und 5.1 (b) der bekannte frequenzabhängige Widerstandsanstieg infolge der Stromverdrängungseffekte, insbesondere in den Leitern der oberen Lagen, die zur Nutöffnung hin gerichtet sind, deutlich [133].

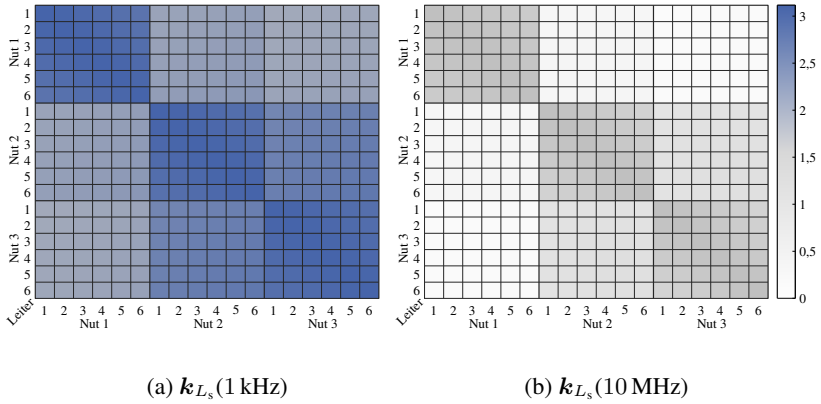


Abbildung 5.2: Realteil der Induktivitätsfaktormatrizen k_{L_s} -Matrix der 18 Spulenseiten eines halben Pols für 1 kHz und 10 MHz

Induktivitäten L

Analog zur Widerstandsanstiegsmatrix k_{R_s} repräsentiert Abb. 5.2 den Realteil der nach Abschnitt 4.5.4 berechneten und auf die im Wert kleinste Induktivität bei 1 kHz normierten Induktivitätsfaktormatrizen k_{L_s} für 1 kHz sowie für 10 MHz.

Gegenüber der Widerstandsmatrix k_{R_s} ist die dreidimensionale Induktivitätsfaktormatrix k_{L_s} für jede Frequenzstützstelle keine Diagonalmatrix, sondern eine vollbesetzte Matrix. Die Matrixelemente auf den Nebendiagonalen repräsentieren dabei die Gegeninduktivitäten $\underline{M}_{i,j}$ zwischen den $[N_N \cdot N_L]$ Spulenseiten. Die nicht-normierte Induktivitätsmatrix $\underline{L}_s(f)$ ist zusätzlich komplex, wobei der Imaginärteil die Verluste repräsentiert, die aufgrund des Eisens im Stator- und Rotorblechpaket sowie durch Stromverdrängungseffekte entstehen. Ein Vergleich der Induktivitätsfaktoren von Abb. 5.2 (a) und 5.2 (b) bzw. zwischen 1 kHz und 10 MHz zeigt das charakteristische sinkende Verhalten der Induktivität mit zunehmender Frequenz, das bereits in Abb. 4.8 ersichtlich ist.

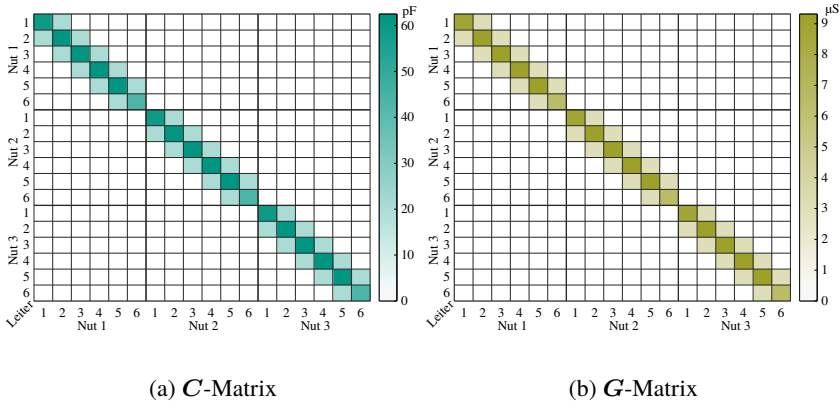


Abbildung 5.3: Kapazitätsmatrix C und Konduktivitätsmatrix G der 18 Spulenseiten eines halben Pols

Kapazitäten C und Konduktivitäten G

Zuletzt sollen zur Vollständigkeit die Ergebnisse der bereits in den Abschnitten 4.5.1 und 4.5.2 berechneten Kapazitäten C und Konduktivitäten G in Matrixform dargestellt werden. Beide Parameter wurden mittels einer elektrodynamischen 2D-FE-Simulation bestimmt.

Im Frequenzbereich zwischen 1 kHz und 30 MHz fallen die Kapazitäten um weniger als 2 % ab, weshalb diese hier als konstant angenommen werden und folglich die Frequenzunterscheidung in Abb. 5.3 entfällt. Wie die farblichen Darstellungen in Abb. 5.3 (a) und Abb. 5.3 (b) veranschaulichen, sind die Kapazitätsmatrix C und die Konduktivitätsmatrix G blockweise symmetrisch. Dies folgt daraus, dass in jeder Nut die gleiche Anzahl an Leitern N_L liegen und sich nur Kapazitäten von relevanter Größenordnung zwischen direkt benachbarten Leitern ausbilden. Zur Einheitlichkeit werden auch hier jeweils drei Nuten dargestellt, obwohl sich die $[N_L \cdot N_L]$ -Blockmatrix jeder Nut gleich. Zuletzt soll auf die Kapazität der sechsten Spulenseite einer Nut aufmerksam gemacht werden. Aufgrund der Nutöffnung liegt deren Parametrisierungswert unter dem der anderen Spulenseiten. Weitere Konsequenz der Nutöffnung ist die entstehende Kapazität C_{WR} zwischen der sechsten Spulenseite jeder Nut und dem Rotor, die sich über den Luftspalt erstreckt. Diese und die weitere für das HF-Modell erforderliche parasitäre Kapazität zwischen Stator und Rotor C_{SR} wurden ebenfalls mittels ei-

ner elektrodynamischen FE-Simulation ermittelt. Sie sind zusammen mit den in [E1, E2] am Lagerprüfstand im Stillstand gemessenen Lagerwiderständen R_{Lager} und den unter hydrodynamischen Schmierbedingungen gemessenen Lagerkapazitäten C_{Lager} in Tabelle 5.1 aufgelistet.

Kapazität	in pF	Widerstand	in mΩ
C_{WR}	22,12		
C_{SR}	413,94		
$C_{\text{Lager,A}}$	240	$R_{\text{Lager,A}}$	40
$C_{\text{Lager,B}}$	220	$R_{\text{Lager,B}}$	35

Tabelle 5.1: Parametrisierung der Ersatzschaltbildelemente

5.2 Messaufbau zur Validierung des Modells

Die zuvor dargelegte Parametrisierung des Gesamtmotors und die Zweckmäßigkeit des Ersatzschaltbildmodells auf Einzelnotebene soll im Folgenden validiert werden. In den Abschnitten 5.2.1 - 5.2.3 wird der jeweilige Messaufbau aller vier Validierungsmethoden vorgestellt.

Zur Bewertung und Objektivierung der Messergebnisse wurden die Messunsicherheiten auf Grundlage der Angaben zu den Messgenauigkeiten in den Datenblättern der jeweiligen Messgeräte ermittelt.

5.2.1 Impedanzmessung

Mithilfe des *Keysight E4990A* Impedanzanalysators [D3] wurden Messungen in den zwei üblichen Messkonfigurationen, Differential- und Common-Mode, im Frequenzbereich zwischen 1 kHz und 30 MHz durchgeführt.

Abb. 3.4 zeigt bereits schematisch die Anschlusskonfigurationen zwischen Motor und Impedanzanalysator. Abb. 3.4 (a) gibt für die DM-Messung die Anschlusspunkte zum Messgerät wieder. Die zwei Stränge V und W werden hierfür kurzgeschlossen und gegen Strang U gemessen. Für die CM-Messung werden gemäß Abb. 3.4 (b) alle drei Stränge des Motors verbunden und der elektrische Pfad zum Motorgehäuse gemessen.

Da es sich bei dem Motor um eine PMSM mit vergrabenen Magneten handelt, gibt es hinsichtlich der Rotorposition eine Vorzugsrichtung vom magne-

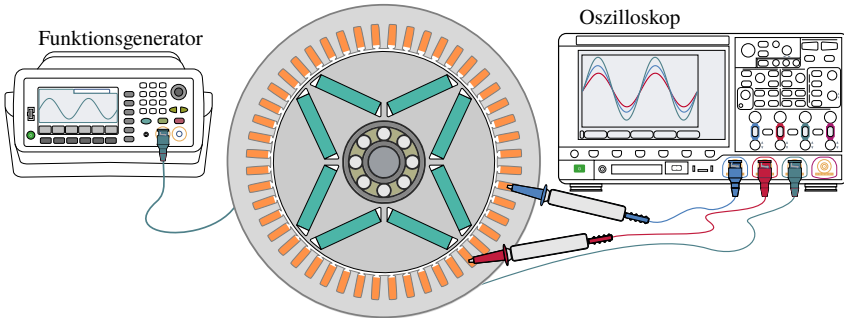


Abbildung 5.4: Messaufbau zur transienten Spannungsmessung

tischen Fluss. Deshalb wird die Rotorposition fixiert, sodass diese jener der FE-Simulation zur Parametrisierung nach Abschnitt 5.1 gleicht.

Die Berechnung der Messunsicherheit $Q(f)$ wurde für den Impedanzanalysator auf Basis des Datenblatts [D3] und unter Berücksichtigung des Frequenz- und Impedanzwertebereichs durchgeführt.

Mit Gleichung (F.1) und den Angaben zu den Messunsicherheiten von Tabelle F.1 ergibt sich:

$$Q(f) = \begin{cases} 0,116 \%, & \text{für } f < 1 \text{ MHz} \\ 0,577 \%, & \text{für } 1 \text{ MHz} < f < 3 \text{ MHz} \\ 1,154 \%, & \text{für } 3 \text{ MHz} < f < 10 \text{ MHz} \\ 11,547 \%, & \text{für } 10 \text{ MHz} < f \leq 30 \text{ MHz}. \end{cases}$$

5.2.2 Transiente Spannungsanregung

Zur Validierung im Zeitbereich wurde die Motorwicklung, wie der Messaufbau in Abb. 5.4 darstellt, an den Funktionsgenerator *Siglent SDG2082X* [D5] angeschlossen, sodass die Spannung gemäß des zuvor beschriebenen DM-Falls zwischen Strang U und den kurzgeschlossenen Strängen V und W abfällt. Neben der Ausgangsspannung des Funktionsgenerators wurden die Spannungen gegen Masse jeder Spulenseite an den Schweißverbindungen der Hairpins am Wickelkopf mit dem Oszilloskop *Keysight MSOX3034T* [D6] und den passiven Tastköpfen *Keysight N2843A* [D7] gemessen.

Bei Anregung der Wicklung in Form eines Spannungspulses steigt die Spannung aufgrund des vernachlässigbaren Wicklungswiderstands im Vergleich zum Ausgangswiderstand des Funktionsgenerators von $50\,\Omega$ zunächst steil an und fällt anschließend exponentiell auf einen stationären Endwert ab. Die angeregten Frequenzen werden jedoch durch parasitäre Schwingkreise des Messaufbaus, insbesondere durch die Kabel, beeinflusst und sind daher nicht gezielt einstellbar. Folglich ist die Anregung mit einem solchen Rechtecksignal zur Validierung ungeeignet.

Durch das Anlegen einer sinusförmigen Spannung kann hingegen eine diskrete Frequenz im unter- oder überresonanten Bereich gewählt und die Wicklung hinsichtlich des transienten unter- und überresonanten Verhaltens analysiert werden. Mit den Werten aus Tabelle F.1 beträgt die Messunsicherheit für das Messequipment der transienten Spannungsmessung 7,81 %.

5.2.3 Common-Mode Spannung

Übertragungsfunktion zum Sternpunkt

Die Validität der simulierten Common-Mode-Spannung kann anhand der Messung der Übertragungsfunktion zwischen dem Motorklemmbrett und dem Sternpunkt nachgewiesen werden. Im Gegensatz zur Validierung im Zeitbereich kann der Motor jedoch aufgrund der durch den Rotor induzierten Spannung nicht im Betrieb vermessen werden. Dennoch kann durch diesen Vergleich das Übertragungsverhalten der Wicklung im definierten Frequenzbereich validiert werden. Der Motor wird hierzu mittels des vektoriellen Netzwerkanalysators *Siglent SNA5002A Vektor Network Analyzer [D8]* untersucht.

Wie Abb. 5.5 abbildet, werden hierfür alle Stränge am Motorklemmbrett miteinander verbunden und mit der Signalklemme des Netzwerkanalysators kontaktiert. Die Messklemme wird an den zugänglichen Sternpunkt des Motors gelegt. Die berechnete Messunsicherheit $Q(f)$ unter Berücksichtigung des Frequenzbereichs gemäß Tabelle F.1 liegt bei:

$$Q(f) = \begin{cases} 0,3464 \%, & \text{für } f < 1 \text{ MHz} \\ 5,77 \%, & \text{für } f < 10 \text{ MHz} \\ 12,12 \%, & \text{für } f \leq 50 \text{ MHz.} \end{cases}$$

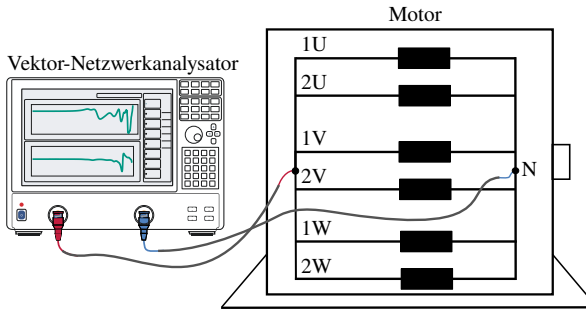


Abbildung 5.5: Messaufbau zur Messung der Common-Mode Spannung mittels Vektor-Netzwerkanalysator

Transiente Messung am Motorprüfstand

Für die Validierung der Common-Mode Spannung im Zeitbereich wurde die untersuchte Maschine auf einem Maschinenprüfstand mit einem Si-IGBT-Traktionsumrichter im Leerlauf betrieben. Aufgrund der Zugänglichkeit des Sternpunkts und der Rotorwelle stehen zur Validierung zwei weitere Messgrößen zur Verfügung. Mithilfe eines Tastkopfs wird die CM-Spannung am Sternpunkt gegen Erde und über einen Kohlepinsel die Spannung an der Rotorwelle gegen Erde abgegriffen. Abb. 5.6 zeigt hierzu den schematischen Messaufbau.

Die entsprechende Bewertung der Messgenauigkeit ergibt eine Unsicherheit von 6,94 % für die Lagerspannung und 3,76 % für die Spannung am Sternpunkt.

5.3 Validierung

Das Modell der PMSM wird im Folgenden gemäß der zuvor beschriebenen Messaufbauten validiert. Diese umfassende Validierung stellt sicher, dass die Modellierung unter verschiedenen Betriebsbedingungen und hinsichtlich der betrachteten Bewertungsgrößen genau ist.

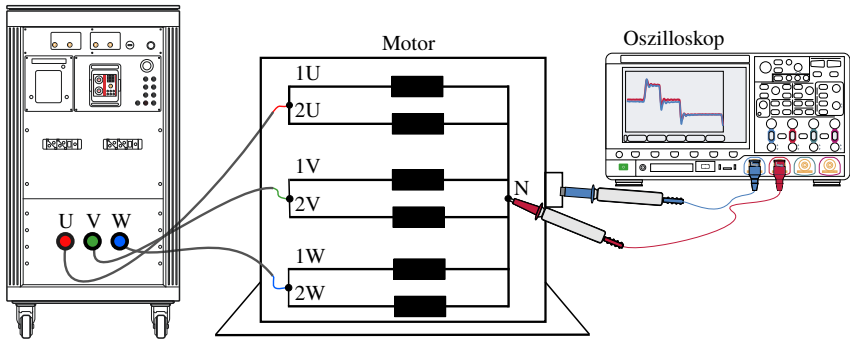


Abbildung 5.6: Messaufbau zur Messung der Common-Mode Spannung am Sternpunkt und an der Rotorwelle

5.3.1 Validierung im Frequenzbereich

Differential-Mode

Aus Abb. 5.7 wird ersichtlich, dass die Simulation im Vergleich zur gemessenen DM-Impedanz über einen großen Frequenzbereich übereinstimmt.

Im unterresonanten Bereich wird die DM-Impedanz vom induktiven Charakter der Wicklung dominiert. Wie in Abschnitt 4.5.4 erläutert, nimmt der Parametrierungswert für die Induktivität mit zunehmender Frequenz zwar ab, dennoch steigt die Impedanz Z aufgrund der Proportionalität zur Kreisfrequenz ω , da bekanntlich $Z_L = j\omega L$ gilt. Dieses Verhalten bleibt bis zur Resonanz stetig, die sich durch das Impedanzmaximum bzw. den Nulldurchgang der Phase bei ca. 260 kHz äußert. Dieses Maximum wird durch die zunehmenden frequenzabhängigen Stromverdrängungseffekte und durch die Wirbelströme bestimmt, da der magnetische Fluss im Eisenblech aus dem Inneren in die Randbereiche verdrängt wird [90]. Rechts der Resonanzfrequenz dominieren die Kapazitäten gegenüber dem Statorgehäuse. Dies ist durch den Impedanzabfall, deutlicher aber durch den Phasenwinkel von ca. -90° ersichtlich. Der weitere Impedanzverlauf wird durch die Eigencharakteristika der vorhandenen, weniger dominanten RLC -Schwingkreise bestimmt. Oberhalb von 20 MHz zeigt sich deutliches Messrauschen, das trotz Offsetabgleich des Messgeräts nicht vermieden werden kann. Wird zur Berechnung des Fehlers deshalb der Frequenzbereich oberhalb

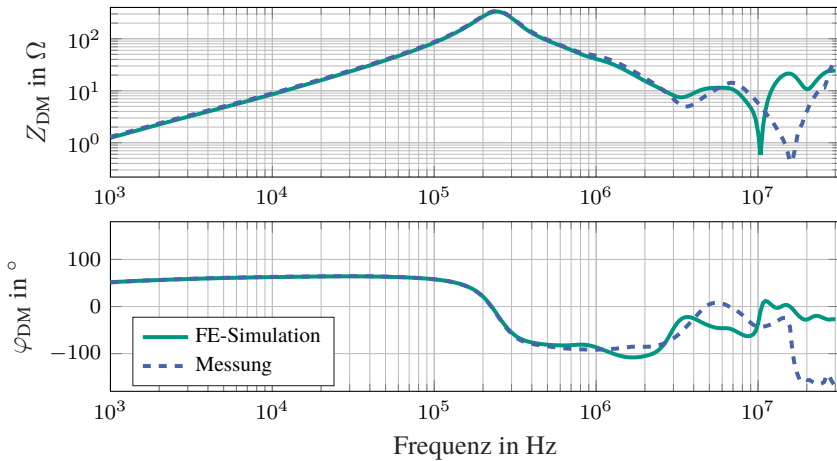


Abbildung 5.7: Mess- und Simulationsergebnis für die Rotorwinkelposition quer zur Magnetisierungsrichtung - Differential-Mode (DM)

von 10 MHz nur hälftig gewichtet, so beträgt der gewichtete absolute prozentuale Fehler (WAPE) für den Gesamtbereich bis 30 MHz 5,53 %.

Common-Mode

Analog zeigt Abb. 5.8 eine hinreichend gute Übereinstimmung zwischen simulierter und gemessener Impedanz und Phase für die CM-Charakteristik.

Da das Messgerät im CM-Fall zwischen allen Strängen und dem Motorgehäuse angeschlossen wird, dominiert die Kapazität zwischen Wicklung und Statorblechpaket den Impedanzverlauf. Durch den inversen Beitrag der Kreisfrequenz ω zur Impedanz \underline{Z}_C entsprechend $\underline{Z}_C = 1/j\omega C$, sinkt diese bis zum ersten Resonanzpunkt stetig. Zugleich nähert sich der Phasenverlauf dem Nulldurchgang an, wird aber nicht überschritten. Im gesamten Frequenzbereich bleibt die Phase der CM-Charakteristik im negativen Bereich, was ein resistiv-kapazitives Verhalten widerspiegelt. Oberhalb von 10 MHz zeigt sich auch in der CM-Messung das Messrauschen wie im DM-Fall von Abb. 5.7 und wird deshalb bei der CM-Fehlerberechnung kongruent durch eine Gewichtung berücksichtigt. Der resultierende Fehler (WAPE) liegt für die CM-Impedanz bei 5,62 %.

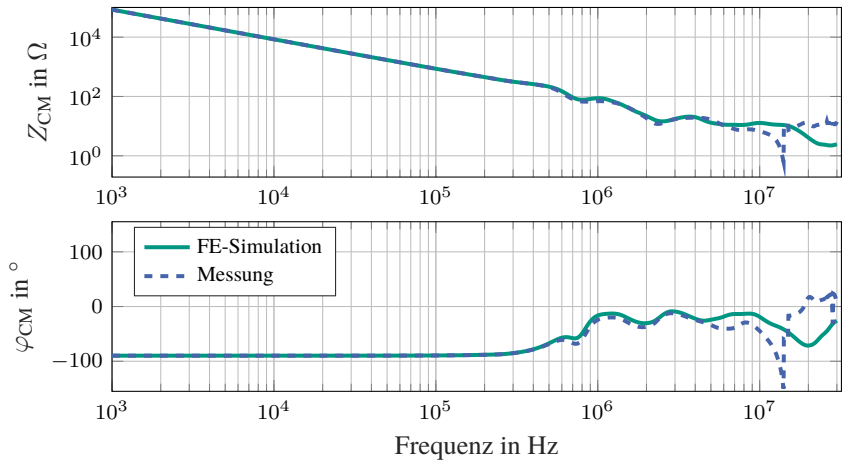


Abbildung 5.8: Mess- und Simulationsergebnis für die Rotorwinkelposition quer zur Magnetisierungsrichtung - Common-Mode (CM)

Da die Messunsicherheit der Impedanzmessung bis zu 12 % beträgt, wird das Simulationsmodell hinsichtlich beider Impedanz-Moden als valide bewertet.

5.3.2 Validierung im Zeitbereich

Die zur Validierung im Zeitbereich notwendige sinusförmige Ausgangsspannung wird gemäß Abschnitt 5.2.3 vom Funktionsgenerator mit wählbarer Frequenz gestellt. Für die unterresonante Validierung wird die Frequenz 70 kHz und für den überresonanten Fall die Frequenz 1,5 MHz gewählt.

Im Hinblick auf die nachfolgenden Ergebnisdarstellungen veranschaulicht Abb. 5.9 die Wicklungsstränge durch die Darstellung exemplarischer Spulenseiten (SS) sowie deren Positionierung in der Nut (N) und ihrer Lage (L) entsprechend des Wickelschemas der untersuchten PMSM.

Da jede Hairpin-Spule aus zwei Spulenseiten besteht, die an der Schweißseite des Wickelkopfs miteinander verschweißt werden, steht ein Messpunkt pro Spule bzw. für zwei Spulenseiten zur Auswertung zur Verfügung. Es ergeben sich somit für jeden Zweig a eines Strangs m , $\frac{N_N \cdot N_L}{m \cdot a \cdot 2} + 1 = \frac{48 \cdot 6}{3 \cdot 2 \cdot 2} + 1 = 25$ Messpunkte von Anschlussklemme (AK) zum Sternpunkt (SP).

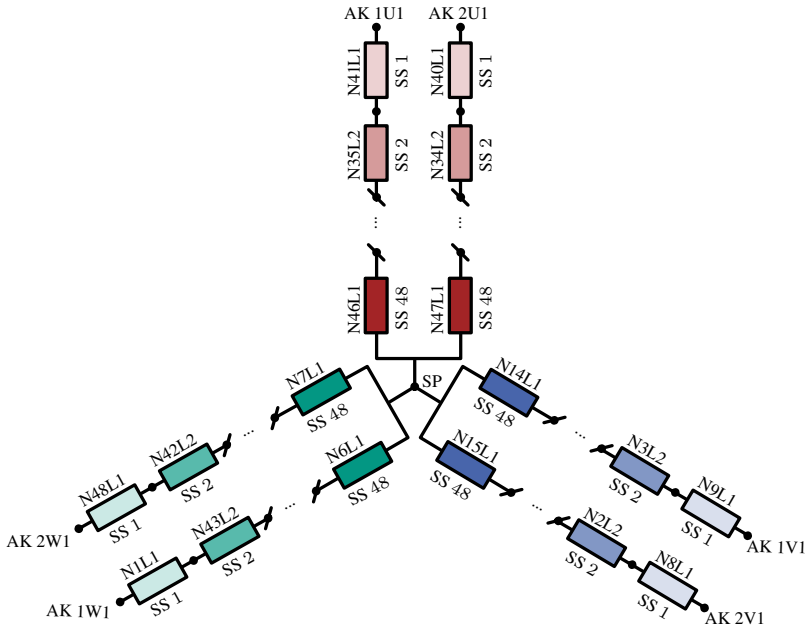
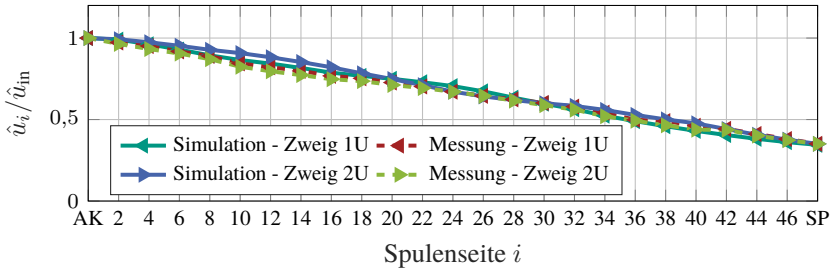


Abbildung 5.9: Veranschaulichung der Wicklungsstränge durch Darstellung der Spulenseiten (SS) mit Angabe ihrer Positionierung in der Nut (N) und Lage (L)

In Abb. 5.10 (a) und Abb. 5.11 (a) werden die Spannungsamplituden der jeweiligen Spulenseiten von Strang U nach Anregung mit einer 70 kHz- bzw. 1,5 MHz-Sinussspannung zu beliebigem Zeitpunkt gezeigt. Dem entgegen wird in Abb. 5.10 (b), respektive Abb. 5.11 (b), der Momentanwert der Spannung über der jeweiligen Spulenseite zum Zeitpunkt $t(\hat{u}_{in})$, wenn an der Anschlussklemme die Amplitude der Sinusanregung \hat{u}_{in} anliegt, dargestellt. Die Momentanwert-Betrachtung unterscheidet sich von der Amplitudenbetrachtung dadurch, dass die Phasenverschiebung jeder Spulenseite berücksichtigt wird.

In Abb. 5.10 zeigt sich, dass im unterresonanten Fall ein nahezu linear-ohmscher Spannungsfall zum Sternpunkt auftritt. Die Simulation mit Berücksichtigung der Phasenverschiebung zum Zeitpunkt $t(\hat{u}_{in})$ weicht mit einem Fehler von lediglich $MAPE_{Zweig-1U} = 1,86\%$ bzw. $MAPE_{Zweig-2U} = 4,59\%$ von der Messung ab. In-



(a) Amplituden der unterresonanten Spannungsverteilung unabhängig vom Zeitpunkt

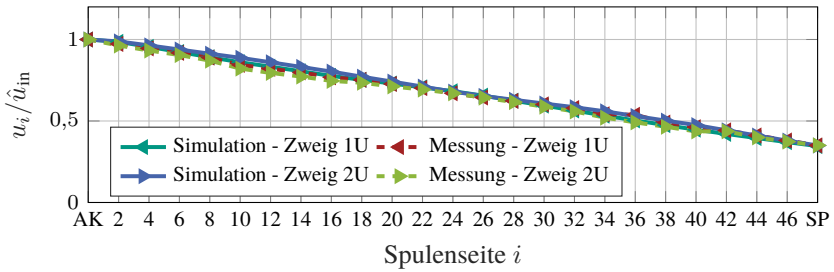
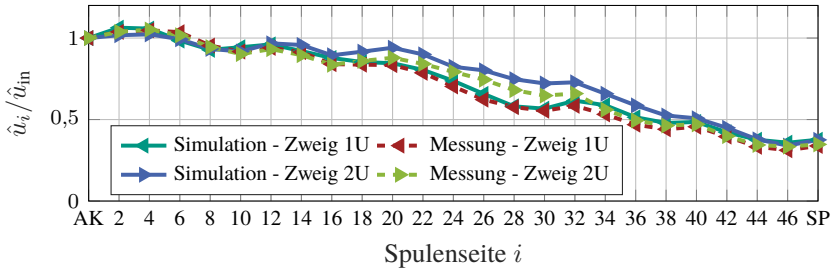

 (b) Unterresonante Spannungsverteilung mit Berücksichtigung der Phasenverschiebung zum Zeitpunkt $t(\hat{u}_{in})$

 Abbildung 5.10: Gemessene und simulierte Spannungsverteilung des Strangs U bei unterresonanter sinusförmiger Spannungsanregung mit $f_{in} = 70 \text{ kHz}$

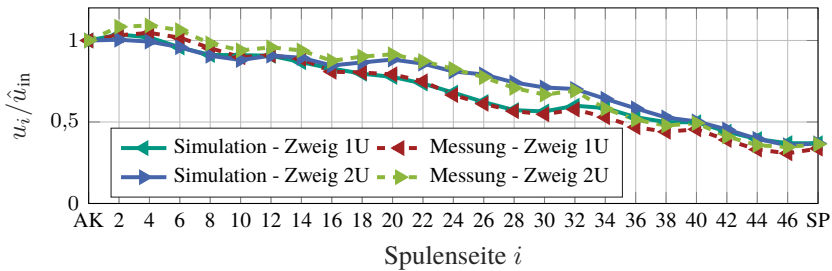
des beträgt der Fehler für die Spannungsamplituden der sinusförmigen Anregung $\text{MAPE}_{\text{Zweig-1U}} = 1,62 \%$ bzw. $\text{MAPE}_{\text{Zweig-2U}} = 4,46 \%$.

Wird der analoge Vergleich mithilfe Abb. 5.11 für den überresonanten Fall mit Anregungsfrequenz $f_{in} = 1,5 \text{ MHz}$ angestellt, ist qualitativ ebenfalls eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung vorhanden. Die Fehlerberechnung ergibt jedoch ein Wert von $\text{MAPE}_{\text{Zweig-1U}} = 6,05 \%$ bzw. $\text{MAPE}_{\text{Zweig-2U}} = 5,91 \%$ für die Spannungsverteilung unter Berücksichtigung der Phasenverschiebung. Der Fehler hinsichtlich der Spannungsamplituden beträgt $\text{MAPE}_{\text{Zweig-1U}} = 5,18 \%$ bzw. $\text{MAPE}_{\text{Zweig-2U}} = 6,83 \%$.

In beiden Fällen, sowohl unter- als auch überresonant, liegt die Abweichung unter der Messunsicherheit von $7,81 \%$. Im überresonanten Fall sollte zusätzlich



(a) Amplituden der überresonanten Spannungsverteilung unabhängig vom Zeitpunkt



(b) Überresonante Spannungsverteilung mit Berücksichtigung der Phasenverschiebung zum Zeitpunkt $t(\hat{u}_{in})$

Abbildung 5.11: Gemessene und simulierte Spannungsverteilung des Strangs U bei überresonanter sinusförmiger Spannungsanregung mit $f_{in} = 1,5 \text{ MHz}$

toleriert werden, dass der Messaufbau aufgrund eigener parasitärer Schwingkreise, der Anregungsfrequenz von $1,5 \text{ MHz}$ und möglicher Leitungsstörungen die allgemeine Messgenauigkeit verstärken kann.

5.3.3 Validierung der Common-Mode Spannung

Übertragungsfunktion zum Sternpunkt

Die Modellvalidierungsergebnisse anhand der Übertragungsfunktion G_{CM} zwischen dem Motorklemmbrett und dem Sternpunkt wird in Abb. 5.12 dargestellt.

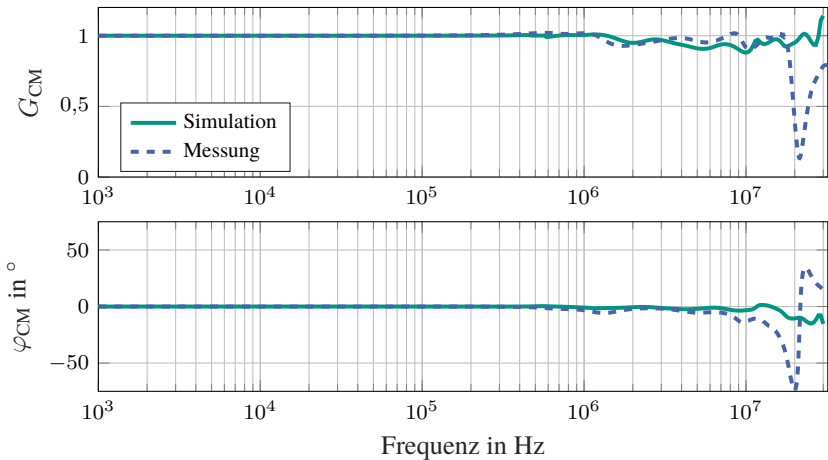
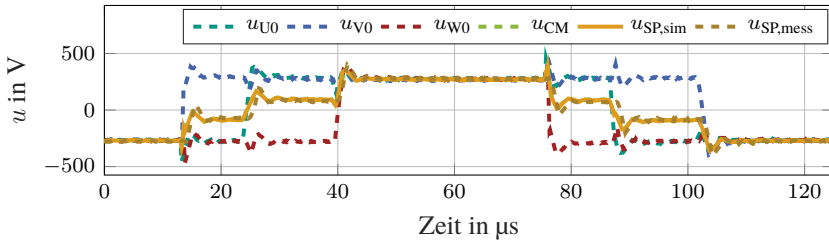


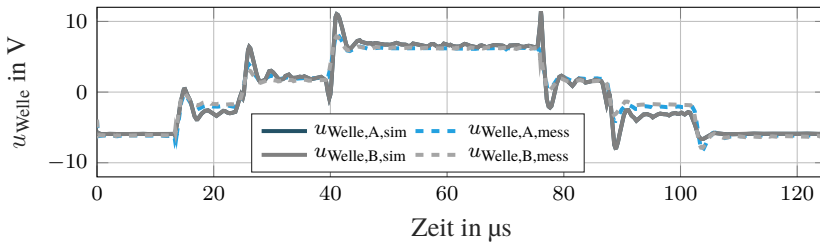
Abbildung 5.12: Mess- und Simulationsergebnis zur Validierung der Common-Mode-Übertragungsfunktion G_{CM} von Motorklemmbrett zum Sternpunkt

Die Übertragungsfunktionen, sowohl simulativ als auch messtechnisch ermittelt, zeigen zunächst eine konstante Verstärkung, bis bei ca. 500 kHz ein erster marginaler Anstieg erkennbar ist, gefolgt von einem lokalen Minimum. Die Wicklung kann aufgrund ihres inhärenten induktiven Charakters und der parasitären Kapazitäten im Motor als LC -Filter mit den entsprechenden Eigenfrequenzen beschrieben werden. Während bei niedrigen Frequenzen eindeutig das konstant proportionale Verhalten dominiert, zeigen sich bei höheren Frequenzen Dämpfungseffekte, die zu einer Abschwächung bestimmter Frequenzanteile führen. Demgemäß wird für das Zeitverhalten nach einer Sprunganregung erwartet, dass die Wicklung als gedämpfter Schwingfall charakterisiert werden kann und entsprechend der Dämpfung abklingt. Das abrupte Abknicken der Übertragungsfunktion der Messung bei ca. 21 MHz, das nach der Simulation nicht erwartet wird, ist auf die Eigenresonanz des Messaufbaus zurückzuführen, da dieses auch bei Messungen anderer Bauteile auftritt.

Dennoch zeigt der Vergleich der simulierten Übertragungsfunktion mit der gemessenen eine hinreichend gute Übereinstimmung. Die Fehlerberechnung ergibt einen Wert von $MAPE = 5,35 \%$ und liegt innerhalb der Messunsicherheit von $6,94 \%$.



(a) Spannungen am Klemmbrett sowie am Sternpunkt des Motors



(b) Common-Mode Spannung an der A- und B-Seite der Motorwelle

Abbildung 5.13: Mess- und Simulationsergebnis der Common-Mode Spannungen gegenüber Nullpotential am Motorklemmbrett u_{CM} , am Sternpunkt u_{SP} und an der A- sowie B-Seite der Welle $u_{Welle,A/B}$

Transiente Messung am Motorprüfstand

Zuletzt werden die CM-Spannungen des Sternpunkts und der Rotorwelle im Zeitbereich bei Motor-Umrichterbetrieb gemäß Abschnitt 5.2.3 als Validierungsgrößen betrachtet.

Aus Abb. 5.13 (a) geht bei genauer Betrachtung, neben der typischen Treppenfunktion der Common-Mode-Spannung, auch das erwartete Filterverhalten sowie der typische Einschwingvorgang der Wicklung hervor.

Zur Abbildung der realen Spannungsbedingungen am Motorklemmbrett wurden im Simulationsmodell die am Prüfstand gemessenen Phasenspannungen u_{U0} , u_{V0} , u_{W0} jeweils gegenüber Gehäusepotential als Anfangsbedingung vorgegeben. Somit entfällt die zusätzliche Modellierung des Umrichters und der

Motorzuleitung, da dessen transientes Schaltverhalten bereits in der Anfangsbedingung berücksichtigt wird. In einschlägiger Literatur, bspw. in [64], wird dies durch zusätzliche R - L -Glieder modelliert, was jedoch in der Regel nur eine sehr rudimentäre Annäherung darstellt.

Insgesamt stimmt die Simulation mit den Spannungsmessungen am zugänglichen Sternpunkt der Maschine u_{SP} mit einem Fehler von $MAPE_{SP} = 2,62\%$, die Spannung der Rotorwelle auf der A-Seite $u_{Welle,A}$ mit $MAPE_{Welle,A} = 2,22\%$ und an der B-Seite $u_{Welle,B}$ mit $MAPE_{Welle,B} = 1,72\%$ überein.

Um zuletzt die Übereinstimmung des Betriebspunkts zwischen Messung und Simulation zu validieren, wurden die Spannungsfälle zwischen Motorklembrett und Sternpunkt berechnet. Diese weisen über alle drei Stränge gemittelt einen Fehler von $MAPE_{UVW} = 1,65\%$ auf.

Als Nebenbemerkung sei darauf hingewiesen, dass die Simulation einer einzelnen PWM-Periode nicht ausreicht, um die elektrische Beanspruchung der Wicklung und des Isoliersystems abzubilden. Inhärent aus der FFT-Analyse ergibt sich, dass bei der Betrachtung lediglich einer einzelnen PWM-Periode des Anregungssignals zwar eine hohe Zeitauflösung erzielt wird, die Frequenzauflösung jedoch unter der Beschränkung auf einen kurzen Zeitabschnitt leidet. Folglich ist es erforderlich, eine oder mehrere vollständige elektrische Perioden zu berücksichtigen, um eine entsprechend hohe Frequenzauflösung sicherzustellen.

Darüber hinaus zeigt die Berechnung der Strangspannungsfälle, dass erst durch die Einführung der induzierten Spannung u_p im Gesamtmotormodell der Betriebspunkt vollständig berücksichtigt wird. Wie in [E6] dargelegt wird, wäre das Gesamtmotormodell bei Vernachlässigung der induzierten Spannung u_p lediglich für den stillstehenden Motor valide.

Abschließende Bewertung

Mit diesen Ergebnissen sowohl im Frequenz- als auch im Zeitbereich wird gezeigt, dass nicht nur das Modell selbst zweckmäßig und valide ist, sondern auch alle benötigten frequenzabhängigen Ersatzschaltbildelemente korrekt parametrisiert werden können. Das Modell wird daher in den nachfolgenden Analysen sowohl zur Berechnung der umrichterbedingten Spannungsverteilung, zur Bewertung der Beanspruchung des Isoliersystems als auch für die Einflussanalysen eingesetzt, um Maßnahmen gegen parasitäre HF-Effekte zu untersuchen.

Kapitel 6

Berechnung der umrichterbedingten Spannungsverteilung und Beanspruchung des Isoliersystems

Die nachfolgende Analyse untersucht das in Kapitel 2 beschriebene Worst-Case-Szenario hinsichtlich der Common-Mode-Belastung einer elektrischen Maschine. Der Modulationsindex m_η des Umrichters beträgt in diesem Szenario 0 % bei einem Aussteuergrad a_{PWM} von 50 % [7, 69]. Im Berechnungsmodell wird daher allen Strängen die Spannungsform des vermessenen SiC-Moduls aus Abschnitt 2.3 am Motorklemmbrett als Anfangsbedingung vorgegeben. Da die induzierte Spannung, wie in [E6] erläutert, die Spannungsverteilung positiv beeinflusst und somit eine Verringerung der Beanspruchung des Isoliersystems bewirkt, wird hier der stillstehende Motor betrachtet.

6.1 Umrichterbedingte Spannungsverteilung

Entsprechend den Schaltzuständen 1 und 8 von Tabelle 3.1 stellt ein Zwei-Level-PWR bei Modulationsindex $m_\eta = 0\%$ den Nullspannungszeiger, sodass

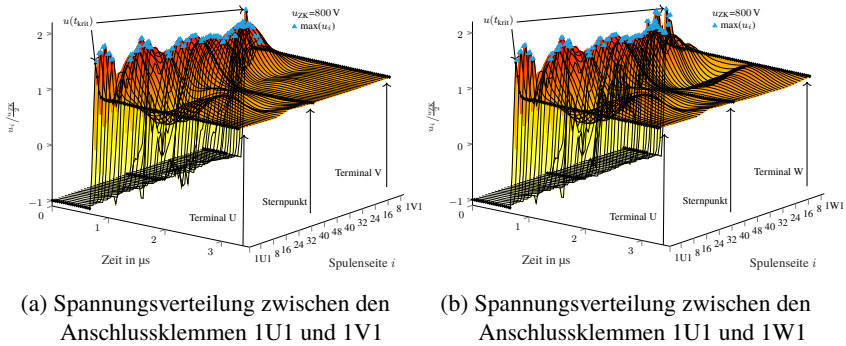


Abbildung 6.1: Spannungsverteilung der ersten Parallelzweige nach der positiven Schaltflanke mit Modulationsindex $m_\eta = 0 \%$

an allen drei Strängen U, V und W jeweils die Hälfte der positiven oder negativen Zwischenkreisspannung $\pm u_{ZK}/2$ anliegt. Die für einen solchen Schaltvorgang berechneten transienten Spannungsverteilungen im 3D-Zeitverlauf für jede Spulenseite zwischen den Anschlussklemmen (AK) der Parallelzweige 1U und 1V, sowie 1U und 1W zeigen Abb. 6.1 (a) und 6.1 (b). Analog zu Abb. 5.9 werden in diesen und in den nachfolgenden Ergebnisdarstellungen die Wicklungszweige durch die Indizierung ihrer Spulenseiten repräsentiert. Des Weiteren wird das Gehäusepotential als fester Bezugspunkt für alle im Folgenden betrachteten Spannungen herangezogen.

Laut der Norm DIN EN 60034-18-41 sowie nach der allgemeinen Leitungstheorie kann es bei Zwei-Level-Umrichtern oder anderen Spannungsumrichtern aufgrund der Interferenz von hin- und rücklaufenden Spannungswellen an der Schnittstelle zwischen den Motorzuleitungen und den Anschlussklemmen der Maschine zu Spitzenwerten der Überschwingspannungen von bis zu $2 \cdot u_{ZK}$ zwischen den Phasen kommen [16, 72, 134]. Diese Überschwinger entstehen gemäß der Theorie der Übertragungsleitungen und Wanderwellen durch einen nicht-angepassten Abschluss und führen zu hohen Spannungsbelastungen, insbesondere an der ersten oder den ersten Windungen, je nach Wicklungsaufbau der einzelnen Wicklungsstränge [16]. Der Zeitpunkt des maximalen Überschwingers an den Motorklemmen, der für den untersuchten Motor unmittelbar nach

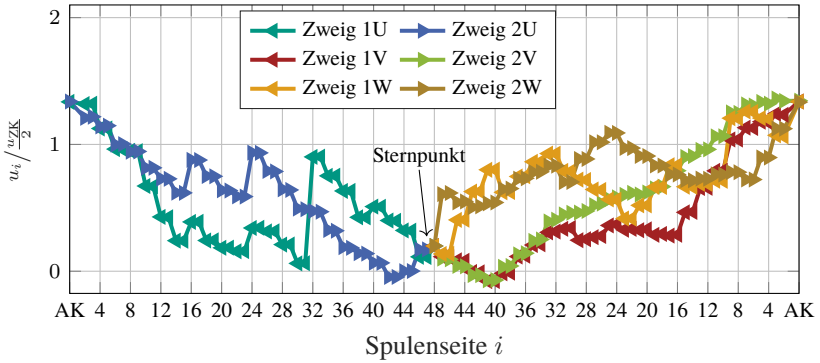


Abbildung 6.2: Spannungsfall zwischen den Anschlussklemmen (AK) bzw. entlang der Wicklungsarme zum kritischen Zeitpunkt $t_{\text{krit}} = 0,78 \mu\text{s}$

dem Schaltzeitpunkt bei ca. $0,78 \mu\text{s}$ auftritt, wird demgemäß in den nachfolgenden Analysen als kritischer Zeitpunkt t_{krit} für die Spannungsbeanspruchung der Wicklung definiert.

Für die Zeitpunktsanalyse der transienten Spannungsverteilung wird in Abb. 6.2 der Spannungsfall entlang der gesamten Wicklung bzw. entlang beider Parallelzweige jedes Strangs zum kritischen Zeitpunkt t_{krit} dargestellt. Hierdurch wird verdeutlicht, dass die Stränge keinen ohmschen Spannungsfall zum Sternpunkt erfahren. Vielmehr fällt die Spannung aufgrund der genannten Welleneffekte sowie durch die kapazitiven und induktiven Kopplungen zwischen den Leitern ungleichmäßig ab.

Darüber hinaus zeigt sich, dass entgegen den Erwartungen aus der Literatur bei der untersuchten Maschine nicht die erste Spulenseite jedes Zweigs der höchsten Absolutspannung ausgesetzt ist [72, 134, 135]. Stattdessen treten an der zweiten und vierten Spule geringfügig höhere Spannungen auf. Als mögliche Ursache hierfür sind die parasitären Kopplungen zwischen den Leitern sowie die Welleneffekte in den Leitern zu nennen [72, 134]. Durch die Sehnung der Wicklung werden diese Effekte noch verstärkt, da dadurch innerhalb einer Nut Spulenseiten zweier ungleichphasiger Stränge positioniert sind. Aufgrund des Phasenversatzes zeigen die parasitären Kopplungen bei gesehten Wicklungen einen stärkeren Einfluss als bei ungesehten Wicklungen [E6].

Bei Betrachtung der Spannungsverteilung in Abb. 6.2 fallen zudem die unerwartet großen Potentialsprünge sowie negative Momentanspannungen an einigen

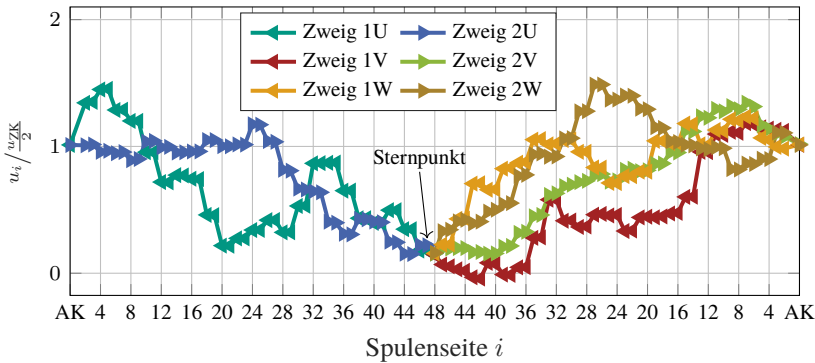


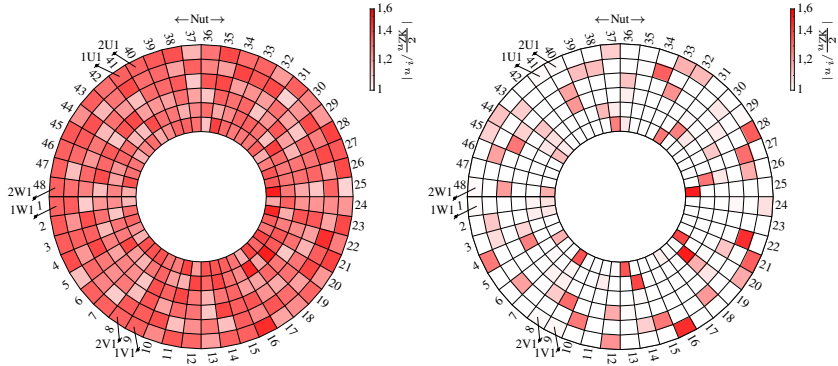
Abbildung 6.3: Spannungsfall zwischen den Anschlussklemmen (AK) bzw. entlang der Wicklungszweige zum Zeitpunkt des globalen Spannungsmaximums bei $t = 0,81 \mu\text{s}$

bestimmten Leitern auf. Dieses Verhalten kann ebenfalls auf die HF-Phänomene zurückgeführt werden und lässt sich mithilfe des 3D-Spannungszeitverlaufs aller Spulenseiten in Abb. 6.1 begründen.

Hieraus wird ersichtlich, dass zum kritischen Zeitpunkt t_{krit} , ergo bei der maximalen Überschwingspannung am Motorklemmbrett, beispielsweise die Spulenseite 31 von Parallelzweig 1U noch nicht den Schaltvorgang und den daraus resultierenden vollständigen Potentialwechsel erfahren hat. Stattdessen verbleibt sie auf einem niedrigeren Spannungsniveau und erreicht erst nach einer zeitverzögerten Reaktion, etwa 200 ns später, ihr Spannungsmaximum.

Zugleich werden durch parasitäre HF-Kopplungen beim Schaltvorgang strangübergreifend Spannungen eingekoppelt. In Abb. 6.2, sowie in den dreidimensionalen Darstellungen in Abb. 6.1, zeigt sich dies insbesondere für die Wicklungszweige 1U und 1V anhand der Spannungsunterschwingen.

Überdies zeigt die Analyse des Spannungsfalls aller Parallelstränge, dass der definierte kritische Zeitpunkt t_{krit} nicht mit dem Zeitpunkt des globalen Spannungsmaximums übereinstimmt. Dieses tritt im betrachteten Fall erst 33,37 ns nach t_{krit} , konkret bei $0,81 \mu\text{s}$ an der 26. Spulenseite des zweiten Parallelzweigs von Strang W auf. Die Darstellung des Spannungsfalls zu diesem Zeitpunkt in Abb. 6.3 und der Vergleich mit Abb. 6.2 verdeutlichen dies und machen zudem signifikante Unterschiede in den Momentanspannungen beider Zeitpunkte sichtbar.



(a) Kumulierte Darstellung der maximalen Spannungsbeanspruchung jeder Spulenseite über alle Zeitpunkte (b) Momentane Spannungsverteilung der Zeitpunktsbetrachtung beim globalen Spannungsmaximum bzw. $t = 0,81 \mu s$

Abbildung 6.4: Darstellung der umrichterbedingten Spannungsbeanspruchung nach Anregung mit der Spannungsform von Abb. 2.13

Ein solcher Zeitpunkt, an dem eine explizit betrachtete Spulenseite ihre maximale Spannungsbelastung erfährt, lässt sich für jede Spulenseite finden. In den 3D-Darstellungen von Abb. 6.1 sind diese Maxima durch die blaue Punktwolke hervorgehoben und in Abb. 6.4(a) als schematische Schnittdarstellung der Statorwicklung abgedruckt. Zur Verdeutlichung des Unterschieds zur Zeitpunktsbetrachtung beim globalen Spannungsmaximum respektive $t = 0,81 \mu s$ dient Abb. 6.4(b).

Für den Auslegungsprozess der Hauptisolierung stellt die kumulierte maximale Spannung jeder Spulenseite über alle Zeitpunkte hinweg das relevante Betrachtungsbild dar. Da die Spannungen bereits auf das Gehäusepotential bezogen sind, spiegeln sie zugleich die kritischen Spannungsbeanspruchungen wider.

6.2 Umrichterbedingte Beanspruchung des Isoliersystems

Die detaillierte Analyse der in Abb. 6.4(a) dargestellten maximalen Spannungsbeanspruchung jeder Spulenseite bzw. der Hauptisolierung zeigt, dass die Spulenseiten nicht einheitlich gleiche Spannungsmaxima erfahren, und ferner, dass nicht jede Spulenseite den Überschwinger am Motorklemmbrett von $1,375 \cdot u_{ZK}/2$ sieht. So wird bspw. die Spulenseite in Nut 25 - Lage 1 lediglich mit einer Spannung von maximal $1,093 \cdot u_{ZK}/2$ belastet. Demgegenüber stellt die Spulenseite in Nut 19 - Lage 5 den lokalen Spannungs-Hotspot der Hauptisolierung dar, wobei die Spannungsbeanspruchung hier um 16,36 % über der maximalen Überschwingspannung der Anschlussklemmen liegt. Diese Stelle ist daher als favorisierter Ort für das Auftreten von Teilentladungen zu eruieren, insbesondere wenn dort gleichzeitig statistisch zufällige Schwachstellen im Isoliermaterial, bspw. durch Materialfehler, Lufteinschlüsse oder Fertigungsunregelmäßigkeiten auftreten.

Im Hinblick auf Teilentladungen ist aber dennoch die Spannungsdifferenz zwischen den Spulenseiten kritischer. Für deren Bewertung stellt Abb. 6.5(a) die kumulierte maximale Leiter-Leiter-Beanspruchung τ_{iso} bzw. die Beanspruchung des Wicklungsisoliersystems über alle Zeitpunkte, gemäß Gleichung (3.14), bezogen auf die Zwischenkreisspannung dar.

Im Gegensatz zur Beanspruchung der Hauptisolierung zeigt sich hier ein unregelmäßigeres Bild mit deutlichen Unterschieden zwischen den Lagen. Auffällig ist, dass insbesondere in den unteren Lagen höhere Beanspruchungen des Isoliersystems auftreten. Dementsprechend befindet sich die höchste Beanspruchung des Isoliersystems mit $1,487 \cdot u_{ZK}$ in Lage 1 von Nut 27.

Zurückführen lässt sich dieser generelle Trend auf das Wickelschema, das dahingehend optimiert wurde, dass die Spulenseiten mit kleinem Zählindex, aufsteigend vom Motorklemmbrett zum Sternpunkt gezählt, in den unteren, zum Nutgrund gerichteten Lagen positioniert sind. Zusätzlich wurde besonders darauf geachtet, einzelne Spulenseiten mit möglichst geringer Index-Differenz benachbart zu positionieren, sodass insbesondere die ersten und die letzten Spulenseitenindizes nicht nebeneinander liegen.

Gemäß eines ohmschen Spannungsfalls sind daher höhere Spannungen in den unteren Lagen und geringere Differenzspannungen zwischen benachbarten Spulenseiten zu erwarten [16]. Kongruent ergibt die Analyse, dass hauptsächlich in den Nuten, in denen unvermeidlich Spulenseiten mit großem Abstand der Spulenseiten-Indizes benachbart liegen, höhere Belastungen auftreten.

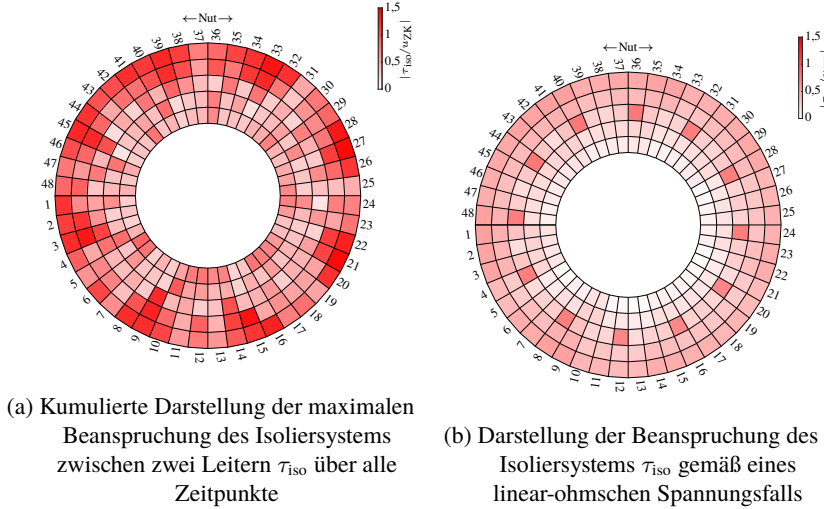


Abbildung 6.5: Darstellung der umrichterbedingten Leiter-Leiter-Beanspruchung τ_{iso} nach Anregung mit der Spannungsform von Abb. 2.13 sowie unter Annahme eines linear-ohmschen Spannungsfalls

Zudem zeigt dieses Ergebnis, zusammen mit den weiteren Simulationsergebnissen bei Modulationsindex $m_\eta \neq 0\%$, dargelegt in [E6], dass das Isoliersystem in den Nuten, in denen Spulenseiten zweier phasenfremder Stränge übereinander liegen, aufgrund ihres Phasenversatzes stärker beansprucht wird.

Ebendeswegen ist explizit hervorzuheben und zu beachten, dass sich diese Analyse ausschließlich auf den in der Literatur beschriebenen Worst-Case-Fall hinsichtlich der Common-Mode-Spannung nach [7, 69] bei einem Modulationsindex von $m_\eta = 0\%$, einer Motordrehzahl von $n = 0 \text{ min}^{-1}$ sowie einem angenommenen, immer identisch wiederkehrenden Schaltmuster nach Abb. 2.13 (a) bezieht.

Da das Schaltverhalten zudem von der Kombination aus Leistungshalbleitern, Umrichterstruktur, Motorzuleitung und deren Schirmung, CM-Filter, Motor etc. abhängt [16, 23, 66] und somit von Gesamtsystem zu Gesamtsystem unterschiedlich sein kann, ist es unabdingbar, dies bei der Analyse zu berücksichtigen. Ferner unterstreicht dies die Notwendigkeit, die explizite umrichterbedingte transiente

Spannungsbelastung und Beanspruchung des Isoliersystems im Auslegungsprozess interdisziplinär zu berücksichtigen sowie alle möglichen Schaltzustände eines PWRs gemäß Abschnitt 3.3.3 zu analysieren. In [E6] finden sich hierzu die Simulationsergebnisse einer vollständigen elektrischen Periode.

Abschließend soll das entwickelte HF-Simulationsmodell zur Berechnung der umrichterbedingten Spannungs- und Isoliersystembeanspruchung im Kontext der Norm DIN EN 60034-18-41 [16] betrachtet werden.

In der Norm werden keine maximal zulässigen Grenzwerte für die Beanspruchung des Isoliersystems definiert, sondern sie stellt vielmehr eine Spezifikation dar, die es ermöglicht, die Spannungsbeanspruchung an den Maschinenklemmen festzulegen oder Anforderungen an die Festigkeit eines Isoliersystems gegenüber Impulsspannungsamplituden zu stellen [5].

Exemplarische zulässige Höchstwerte für die Beanspruchung des Isoliersystems konnten mithilfe eines *Schleich MTC2-6kV Wicklungstesters* [D9] durch Messung der repetierenden Teilentladungseinsetzspannungen (RPDIV) für die Leiter-Leiter- und Leiter-Gehäuse-Isolierung an vier Statoren bei einer Statortemperatur von 24 °C und 84 °C ermittelt werden. Bei der Prüfung mit Impulsspannung ergaben sich im Worst-Case die zulässigen Spannungswerte für die Leiter-Gehäuse-Isolierung $2,62 \cdot u_{ZK}$ sowie für die Leiter-Leiter-Isolierung $3,61 \cdot u_{ZK}$, die nicht überschritten werden dürfen.

Mit dem entwickelten HF-Motormodell lassen sich solche Qualifikationstests simulieren, indem die gemessenen Normimpulse des Wicklungstesters als Anfangsbedingung vorgegeben werden. Dies bietet die Möglichkeit, den Motor bereits in frühen Entwicklungsstadien gemäß der Norm simulativ zu verifizieren und einen Zusammenhang zwischen den Impulsspannungen und den tatsächlich auftretenden Beanspruchung des Isoliersystems bei Umrichterbetrieb herzustellen.

Mit dieser Kenntnis lassen sich Änderungen am Wicklungssystem sowie die sich damit veränderten lokalen Beanspruchungen des Isoliersystems bewerten und zudem hierfür zulässige Impulsspannungen an den Motorklemmen berechnen. Darüber hinaus kann die mit einem Prüfpuls ermittelte maximale lokale Beanspruchung des Isoliersystems genutzt werden, um die Pulsmuster realer Wechselrichter hinsichtlich der Spannungsreserve vor dem Auftreten von Teilentladungen zu bewerten.

6.3 Vergleich zur linearen Spannungsverteilung

In der derzeit gängigen Praxis wird bei der Auslegung des Isoliersystems in den Strangzweigen ein linear-ohmscher Spannungsfall vom Motorklemmbrett zum Sternpunkt unter Berücksichtigung deren Phasenverschiebung angenommen und ein Sicherheitsfaktor vorgehalten [84, 136].

Ein erster wesentlicher Unterschied zur zuvor erläuterten transienten Spannungsverteilung in Abb. 6.4 (a) besteht darin, dass gemäß der linearen Spannungsverteilung die höchste Absolutspannung an den Motorklemmen auftreten muss. Die Erläuterungen von Abb. 6.1 und 6.2 widerlegen dies bereits.

Darüber hinaus fällt bei einer linear-ohmschen Annahme die Spannung jedes Strangs gleichmäßig und entsprechend ihrer Phasenverschiebung symmetrisch ab. Dabei bleiben die Einflüsse der PWR-Schaltmuster, Überschwingspannungen am Motorklemmbrett aufgrund von Wellenphänomenen und unangepasster Motorzuleitung, Stromverdrängungseffekte sowie die hochfrequenten Koppungseffekte zwischen den Leitern unberücksichtigt. Die transiente Betrachtung zeigt hingegen, dass sich die hochfrequenten Anteile der Spannung sowie die weiteren HF-Effekte, insbesondere aber die Überschwinger, erheblich auf die Spannungsbelastung auswirken.

Aus der detaillierten Analyse beider Spannungsverteilungen lässt sich zudem schlussfolgern, dass die Spannungsbeanspruchung der Wicklung gegenüber Gehäusepotential deutlich unterschätzt wird, sofern von einer linear-ohmschen Potentialverteilung ausgegangen wird und die maximale Spannungsbelastung entlang der Stränge über der an den Motorklemmen messbaren Spannung liegen kann.

Für den Methodenvergleich hinsichtlich der Leiter-Leiter-Isolierung wird in Abb. 6.5 (b) die Beanspruchung des Isoliersystems τ_{iso} unter Annahme eines linear-ohmschen Spannungsfalls dargestellt.

Unterschiede zeigen sich dabei vor allem bei den Maximalwerten. Bei angenommener ohmscher Spannungsverteilung wird ein Maximalwert von $0,792 \cdot u_{\text{ZK}}$ erwartet. Nach der transienten, kumulierten Worst-Case-Betrachtung, die durch die Analyse jedes Zeitschritts der PWM-Periode ermittelt wurde, liegt dieser um 87,78 % höher.

Weitere signifikante Differenzen treten in den Nuten auf, in denen aufgrund der Sehnung strangfremde Leiter direkt benachbart liegen. Bei linear-ohmscher Betrachtung sind ausschließlich diese Lagen besonders beansprucht.

Auch die Wickelschema-Optimierung, sodass die Spulenseiten mit kleinem Zählindex in den unteren, zum Nutgrund gerichteten Lagen positioniert sind,

wird überschätzt. So liegt die maximale absolute Spannung der obersten drei Lagen gemäß der transienten Worst-Case Betrachtung über alle Nuten gemittelt lediglich um 0,58 % niedriger als die unteren drei.

Dieser Vergleich bekräftigt die Relevanz der HF-Effekte und die erhebliche Unterbewertung der Beanspruchung des Isoliersystems bei ihrer Vernachlässigung. Die im Validierungskapitel 5.3.2 gemessenen transienten Spannungen lassen dies bereits erwarten, da dort gezeigt wird, dass ein linearer Spannungsabfall lediglich im unterresonanten Frequenzbereich gilt.

Für den Entwurfsprozess des Isoliersystems, insbesondere in Bezug auf die Motoren, die mit schnellschaltenden Umrichtern betrieben werden, bedeutet dies, dass die entwickelte Methodik zu einer substanziell umfassenderen Bewertung der Spannungsbelastung und Beanspruchung des Isoliersystems beiträgt.

Zudem lässt sich schlussfolgern, dass eine erste Abschätzung mittels des linear-ohmschen Spannungsfalls für die Auslegung und Optimierung eines Wickelschemas sinnvoll sein kann, wenn keine genauen Informationen zur Motorgeometrie und den Umrichterdaten vorliegen. Die gewonnenen Ergebnisse zeigen jedoch, dass die Vernachlässigung der konkreten Schaltzustände des PWRs sowie dessen Frequenzspektrum im Spannungssignal und der HF-Effekte zu einer signifikanten Unterschätzung der Spannungsbeanspruchung und Beanspruchung des Isoliersystems führt.

Kapitel 7

Einflussanalyse und Bewertung von Maßnahmen gegen parasitäre HF-Effekte

Die Analyse von Maßnahmen gegen parasitäre HF-Effekte für den zuvor vorgestellten Traktionsmotor erfolgt im folgenden Kapitel anhand verschiedener Bewertungsgrößen, wobei die Intention einer Maßnahme maßgebend ist. Grundsätzlich sind zahlreiche Ansätze denkbar, um die parasitären HF-Effekte zu beeinflussen. Einige Maßnahmen, wie bspw. der Einsatz von Common-Mode-Spannungsfiltern oder von nanokristallinen Ringbandkernen werden a priori ausgeschlossen, da der Fokus auf der elektrischen Maschine selbst liegt [21, 64]. Daher werden in diesem Kapitel die folgenden Maßnahmen detailliert untersucht:

- Vorteilhafte Auslegung des Wickelschemas
- Wellenerdung mittels kapazitivem Erdungsring
- Wellenerdung mittels resistivem Erdungsring oder Schleifkontakt
- Schirmung der kapazitiven Kopplung zwischen Wicklung und Rotor
- Einsatz von isolierten Lagern

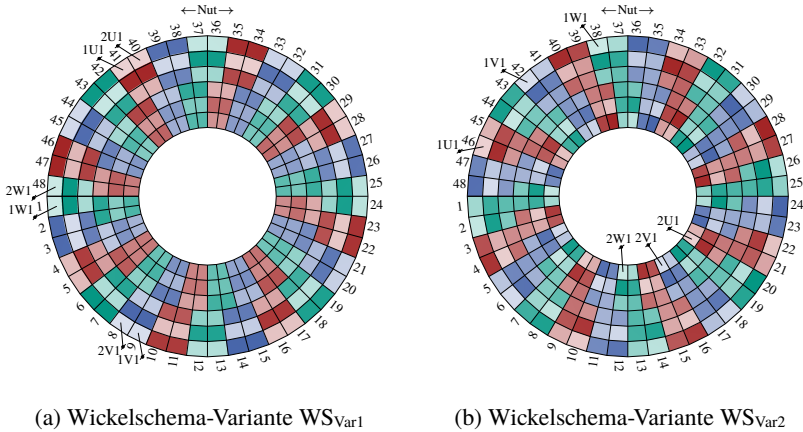


Abbildung 7.1: Abstrahierte Darstellung der Wickelschema-Varianten WS_{Var1} und WS_{Var2} mit farblich aufsteigendem Spulenseitenindex

7.1 Wickelschema

Die drei untersuchten Wickelschemata unterscheiden sich von dem in Abb. 7.1 (a) mit farblich abstrahierter Indizierung dargestellten Wickelschema des vorgestellten Motors, und fortfolgend als WS_{Var1} bezeichnet, in unterschiedlicher Art.

Die Wickelschema-Variante WS_{Var2} wird in Abb. 7.1 (b) abgebildet und ist wie WS_{Var1} mit Spulenschritt fünf gesehen. Es unterscheidet sich allerdings dahingehend, dass die Anschlussklemmen der Parallelzweige jedes Strangs auf Lage 1 und Lage 6 verteilt sind. Zudem ist gemäß der Definition in [77] für Wickelschema WS_{Var2} eine harte Symmetrie, für Wickelschema WS_{Var1} lediglich eine weiche Symmetrie gegeben.

Hart- und weichsymmetrische Wickelschemata unterscheiden sich im Wesentlichen dadurch, dass für eine harte Symmetrie in allen Nuten eines jeweiligen Strangs in jeder Lage und in jeder Polteilung die gleiche Anzahl an Leitern jedes Parallelzweigs liegen muss. Die harte Symmetrie erzwingt somit, dass die Nuten und Lagenpositionen nicht unabhängig voneinander betrachtet werden können. Die Weichsymmetrischen sind dagegen nur auf Lagenebene, nicht aber notwendigerweise auf Nut- und Polteilungsebene symmetrisch [77].

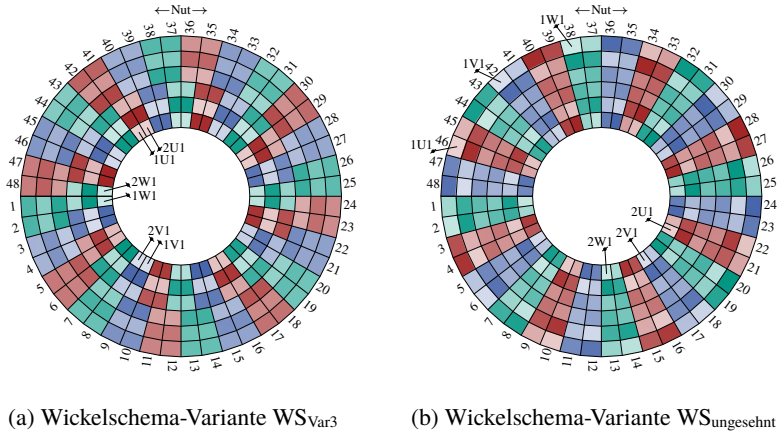


Abbildung 7.2: Abstrahierte Darstellung der Wickelschema-Varianten WS_{Var3} und $WS_{ungesehnt}$ mit farblich aufsteigendem Spulenseitenindex

Wie in Abb. 7.2 (a) dargestellt, ist WS_{Var3} eine Spiegelung des ursprünglichen Referenzwickelschemas WS_{Var1} . Der wesentliche Unterschied besteht darin, dass die Anschlüsse am Motorklemmbrett beider Parallelzweige jedes Strangs nicht in der ersten, sondern beide in der sechsten Lage nahe der Nutöffnung bzw. dem Luftspalt liegen.

Wickelschema $WS_{ungesehnt}$ ist gemäß Abb. 7.2 (b) ohne Sehnung hartsymmetrisch aufgebaut und ist in der Praxis aufgrund der fertigungstechnischen Vorteile bei den Hairpin-Wicklungen verbreitet vorzufinden. Die Anschlussklemmen der beiden Parallelzweige jedes Strangs sind wie bei WS_{Var2} auf Lage 1 und Lage 6 verteilt.

Da sich das ungesehnte Wickelschema zusätzlich in den elektromagnetischen Eigenschaften und den Kopplungen innerhalb einer Nut von den gesehnten Wickelschemata unterscheidet, wurde die Parametrisierung der elektrischen Ersatzschaltbildelemente des Simulationsmodells erneut berechnet und angepasst. Die verschiedenen Wickelschemata werden im Folgenden hinsichtlich ihrer DM-Impedanzkurve, der umrichterbedingten Spannungsverteilung und Beanspruchung des Isoliersystems sowie der Lagerspannung verglichen.

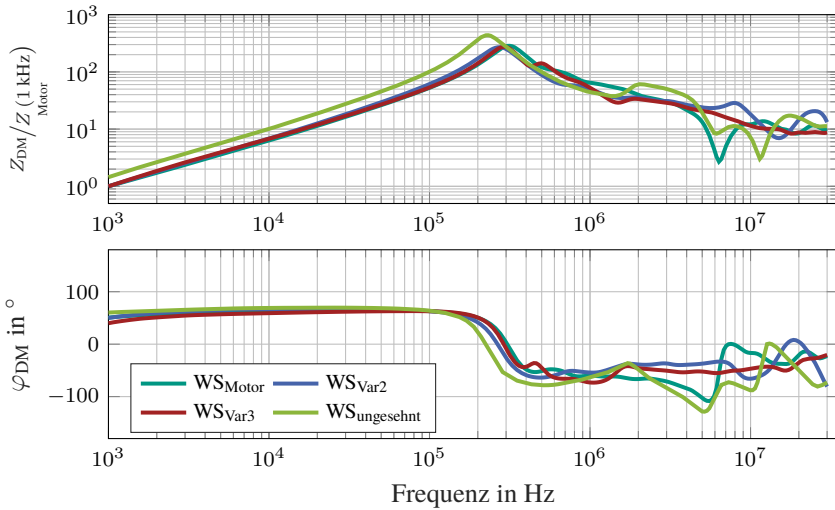


Abbildung 7.3: Simulationsergebnis der Impedanzkurve für vier verschiedene Wickelschemata

7.1.1 Impedanzkurve

In Abb. 7.3 werden die simulierten Impedanzkurven der Wickelschemata dargestellt. Die jeweilige Impedanz ist für die Rotorposition der jeweiligen q-Achse berechnet [137] und ist zur Vergleichbarkeit auf die Impedanz des Referenzmotors Z_{Motor} bei 1 kHz normiert.

Auffällig ist, dass das Wickelschema $\text{WS}_{\text{ungesehen}}$ eine deutlich größere Impedanz gegenüber den $\text{WS}_{\text{Var1-3}}$ aufweist. Dieses Ergebnis korreliert mit dem Wicklungsfaktor, der für die Varianten WS_{Var1} , WS_{Var2} und WS_{Var3} aufgrund der Sehnung 0,9330, und für $\text{WS}_{\text{ungesehen}}$ 0,9659 beträgt und quadratisch in die Berechnung der Statorreaktanz des Grundfelds eingeht [88, 138].

Andererseits lässt sich die größere Impedanz auch durch Stromverdrängungseffekte erklären. Bereits Richter [99] beschreibt, dass der durchschnittliche AC-Widerstand einer Nut geringer ist, wenn in dieser mehrere Spulenseiten von verschiedenen Strängen und mit unterschiedlichen Phasenlagen übereinander liegen. Aufgrund des Phasenversatzes erreichen die beiden Stränge ihre maximale Amplitude bei angenommenem sinusförmigem Strom nicht gleichzeitig. Daher

sind die maximalen Nutstreuefeldamplituden und die damit verbundenen Stromverdrängungseffekte bei gesehten Wicklungen gegenüber ungesehten Wicklungen geringer. Laut [77] ist der Gesamtwiderstand von Hairpin-Wicklungen mit ungesehten Leiteranordnungen um bis zu 30 % höher, was mit den Impedanzwerten in Abb. 7.3 übereinstimmt.

Weitere Unterschiede zeigen sich in den Resonanzpunkten. Aufgrund der Unterschiede in den induktiven und kapazitiven Kopplungen innerhalb einer Nut ist es naheliegend, dass sich auch die Resonanzpunkte unterscheiden. So sind insbesondere durch den Wegfall der Sehnung für WS_{ungeseht} keine direkt benachbarten Kopplungen zweier unterschiedlicher Stränge vorhanden.

Bemerkenswert ist der Vergleich zwischen WS_{Var1} und WS_{Var3} . Wenig überraschend ist die Übereinstimmung der Kurven im unteren Frequenzbereich, jedoch aber die Divergenz der Resonanzpunkte. Alleine aufgrund dessen, dass die Anschlussklemmen der Stränge bei WS_{Var3} unmittelbar in der Nähe des Luftspalts liegen, verschieben sich die Resonanzpunkte zu niedrigeren Frequenzen. Besonders auffällig ist hierbei die zweite Resonanz in der Nähe der ersten.

Bei der Gegenüberstellung der Impedanzkurven zwischen WS_{Var1} und WS_{Var2} zeigt sich ebenfalls ein Unterschied in den Resonanzpunkten. WS_{Var2} weist insgesamt ein deutlich unauffälligeres Impedanzverhalten auf, mit stärkeren Unterschieden lediglich oberhalb von 8 MHz, was auf die harte Symmetrie des Wickelschemas zurückzuführen ist.

Zuletzt wird auf den Unterschied in der ausgeprägten Resonanz oberhalb von 6 MHz hingewiesen. Diese liegt für die Wickelschemata WS_{Var1} und WS_{ungeseht} bei ungefähr 6,3 MHz. Nach analytischer Abschätzung wird vermutet, dass diese Resonanz durch den Schwingkreis zwischen Wicklungsinduktivität und Wicklung-Rotor-Kapazität sowie den weiteren Kapazitäten der Motorstruktur gemäß Abb. 3.1 verursacht wird. Für WS_{Var2} und WS_{Var3} wird hingegen vermutet, dass der Rotor die Ursache der bereits beschriebenen Resonanzverschiebungen zu niedrigeren Frequenzen ist, da die Nähe des Motorklemmbretts zum Rotor die *RLC*-Schwingkreise besonders stark beeinflusst.

7.1.2 Umrichterbedingte Spannungsverteilung

Im folgenden Abschnitt wird die umrichterbedingte Spannungsverteilung für die beiden Wickelschemata WS_{Var1} und WS_{Var2} ausführlich analysiert und lediglich die wesentlichen Aspekte der Varianten WS_{Var3} und WS_{ungeseht} behandelt.

Die umrichterbedingten Spannungsverteilungen basieren dabei auf den zur Validierung des Modells am Motorklemmbrett gemessenen Umrichterphasenspannungen, die am Prüfstand entsprechend Abschnitt 5.2.3 erfasst wurden.

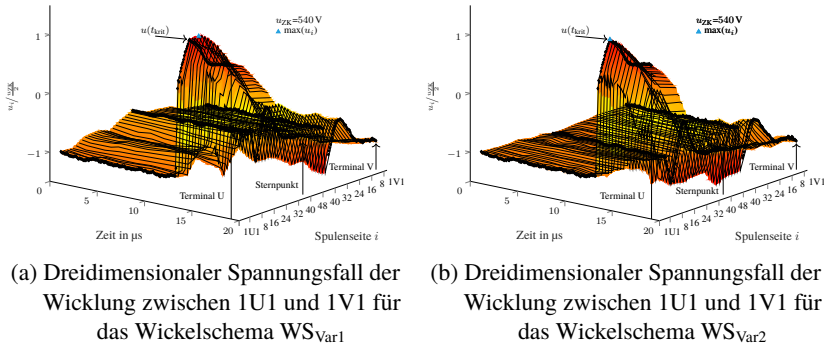


Abbildung 7.4: Dreidimensionale Darstellung der Spannungsverteilung des Zeitabschnitts um den ersten Schaltvorgang der PWM-Periode aus Abb. 5.13 für die Wickelschemata WS_{Var1} und WS_{Var2}

In einer initialen Simulation einer repräsentativen vollständigen elektrischen Periode wurde die PWM-Periode mit der höchsten transienten Spannungsbeanspruchung der Wicklung ermittelt. Daher konzentrieren sich die folgenden Analysen gezielt nur auf diese spezifische Periode.

Die Schaltzustände dieser PWM-Periode entsprechen aufgrund von HF-Kopplungseffekten und der Sehnung der Wicklung i. Allg. nicht notwendigerweise dem literarischen Wort-Case-Fall von Kapitel 6 mit Modulationsindex $m_\eta = 0\%$, wie auch in [E6] erläutert wird. Als Randbemerkung sei erwähnt, dass die im Validierungskapitel 5.3.3 dargestellten Umrichterphasenspannungen in Abb. 5.13 (a) zugleich dieser PWM-Periode entsprechen. Zudem werden im Folgenden weiterhin alle Spannungen mit Bezug zum Gehäusepotential betrachtet.

Die dreidimensionalen Darstellungen der Spannungsverläufe während der ersten $20\mu s$ der PWM-Periode zwischen den Anschlussklemmen U und V für den ersten Parallelzweig der Wickelschemata WS_{Var1} und WS_{Var2} werden in Abb. 7.4 dargestellt. Der vollständige Vergleich aller Stränge befindet sich in Anhang G.1, Abb. G.1-G.4. Die dargestellte Indizierung der Spulenseiten basiert auf der schematischen Darstellung in Abb. 5.9 und erfolgt in Übereinstimmung mit dem jeweiligen Wickelschema.

Die 3D-Darstellungen verdeutlichen, dass das Wickelschema trotz der elektromagnetischen Identität im Grundwellenverhalten des Motors einen signifikanten Einfluss auf den transienten Spannungsfall der Wicklung hat. Übereinstimmend mit Kapitel 6 wird deutlich, dass die höchste Spannung nicht zwangsläufig zum Zeitpunkt des ersten Überschwingens und nicht an der ersten Spulenseite jedes Parallelzweigs auftritt, wie es nach der Leitungstheorie zu erwarten wäre [72, 134]. Beim Wickelschema WS_{Var1} tritt die maximale Spannung erst 80 ns nach dem höchsten Überschwinger an der siebten Spulenseite von Parallelzweig 1U auf. Beim Wickelschema WS_{Var2} liegt die maximal auftretende Spannung hingegen tatsächlich an den ersten Spulenseiten jedes Parallelzweigs der zuerst geschalteten Phase U.

Für die detaillierte Zeitpunktsanalyse beim maximalen Überschwingen, unmittelbar nach dem ersten Schaltvorgang bei $t_{\text{krit}} \approx 14,72 \mu\text{s}$ dieser PWM-Sequenz, zeigt Abb. 7.5 die Momentanspannungen jeder Spulenseite. Die Amplitude des Spannungsüberschwingers am Motorklembrett liegt dabei um 41,44 % über $u_{\text{ZK}}/2$.

Neben dem eindeutig nichtlinear-ohmschen Spannungsfall zum Sternpunkt, der auf die bekannten HF-Phänomene der RLC -Schwingkreise zurückzuführen ist, zeigt sich ein deutliches Auseinanderlaufen der beiden Parallelzweige. Besonders deutlich zeigt sich dies bei WS_{Var1} und ist durch die fehlende harte Symmetrie des Wickelschemas bedingt.

Zur Bewertung der elektrischen Beanspruchung der Wicklung und der Hauptisolierung sowie zur Lokalisierung potenziell bevorzugter Orte für Teilentladungen wird in Abb. 7.6 die kumulierte maximale Spannung für die Wickelschemata WS_{Var1} und WS_{Var2} in schematischer Schnittdarstellung wiedergegeben. Die der übrigen Varianten befinden sich in Anhang G.1.

Für das WS_{Var1} ergibt die Auswertung als lokalen Spannungs-Hotspot Nut 6 - Lage 3, während dieser beim WS_{Var2} in Nut 42 - Lage 6 liegt. Zudem wird anhand des Histogramms in Abb. G.7 deutlich, dass für WS_{Var1} und WS_{Var2} an keiner Spulenseite höhere Spannungen als $2,25 \cdot u_{\text{ZK}}/2$ anliegen, wie dies bei zehn Spulenseiten beim WS_{Var3} der Fall ist. Allerdings befinden sich für WS_{Var1} insgesamt acht Spulenseiten in der Klasse $\langle 2 < 2,25 \cdot u_{\text{ZK}}/2 \rangle$, während dies beim WS_{Var2} lediglich bei zwei Spulenseiten der Fall ist.

Bei der Detailanalyse beider Spannungsverteilungen zeigt sich für das Wickelschema WS_{Var1} überdies auch, dass die hohen Spannungen vorwiegend in den unteren drei Lagen auftreten. Durch die spezielle Wickelschemaoptimierung, sodass die Spulenseiten mit kleinem Zählindex in den unteren Lagen positioniert wurden, kann gegenüber WS_{Var2} im Mittel eine Verbesserung von 4,18 %

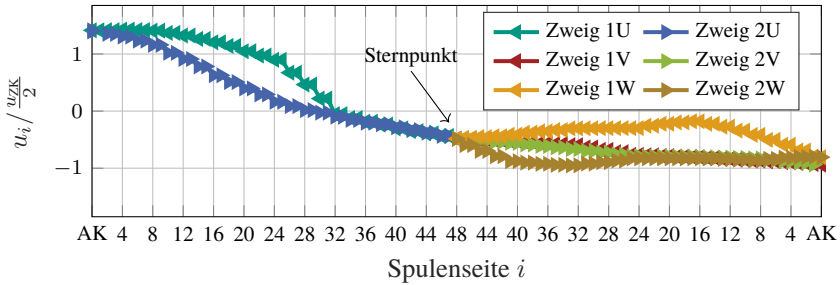
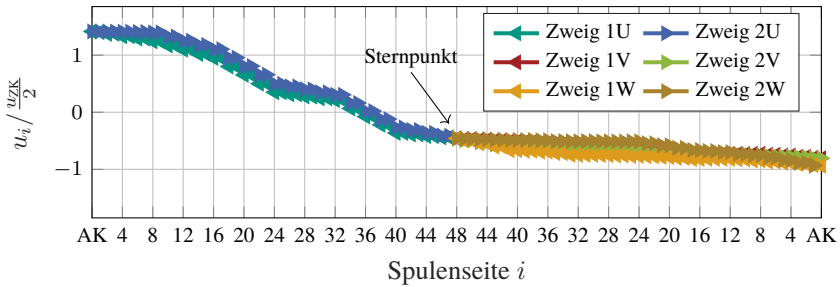

 (a) Spannungsfall entlang der Wicklungszweige für das Wickelschema WS_{Var1}

 (b) Spannungsfall entlang der Wicklungszweige für das Wickelschema WS_{Var2}

 Abbildung 7.5: Spannungsfall zwischen den Anschlussklemmen (AK) bzw. entlang der Wicklungszweige zum Zeitpunkt t_{krit} für WS_{Var1} und WS_{Var2}

erzielt werden. Entsprechend der Beschreibung der Wickelschemadesigns in Abschnitt 7.1 lässt sich in Abb. G.5 (a) für WS_{Var3} ein umgekehrtes Bild erkennen. Im Kontext der Wickelschemaoptimierung von WS_{Var1} soll zuletzt explizit die Spannung der sechsten Lage betrachtet werden. Unter der Annahme eines linear-ohmschen Spannungsfalls wurden zusätzlich die Spannungen der Spulenseiten in der sechsten Lage minimiert, da diese wesentlich für die kapazitiven Lagerströme sind. Gemäß der Beziehung 2.2 führen höhere Spannungsdifferenzen du/dt über der Kapazität C_{WR} zwischen Wicklung und Rotor zu einem größeren parasitären Common-Mode-Strom, der wiederum die Lager elektrisch stärker belastet.

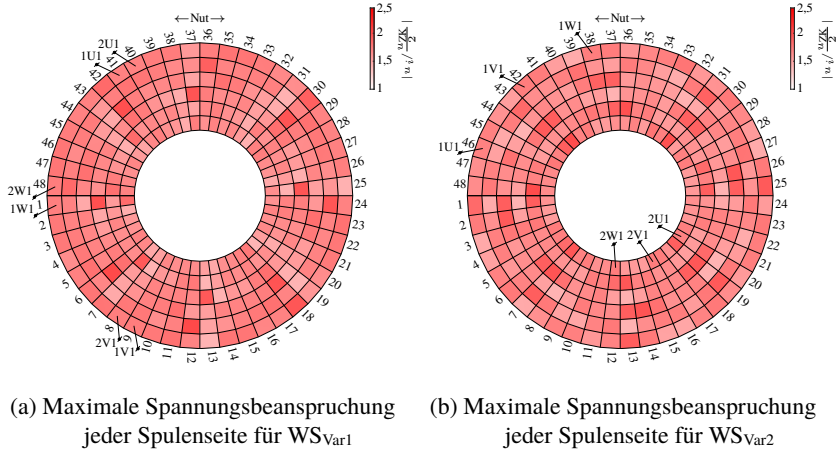


Abbildung 7.6: Kumulierte Darstellung der maximalen Spannungsbeanspruchung jeder Spulenseite über alle Zeitpunkte der PWM-Periode gemäß Abb. 5.13

Der Betrag der Spannung in der sechsten Lage, gemittelt über alle Nuten und zeitlich über die gesamte PWM-Periode, beträgt für das Wickelschema WS_{Var1} $0,807 \cdot u_{zk}/2$ und ist damit 15,23 % niedriger im Vergleich zu WS_{Var2} . Unerwartet gering fällt der Unterschied zu WS_{Var3} aus, wobei eine Verbesserung um lediglich 7,52 % erreicht wird.

Zur weiteren Analyse dieser Wickelschemaoptimierung wird im folgenden Abschnitt die simulierte Lagerspannung betrachtet.

7.1.3 Umrichterbedingte Lagerspannung

Bewertung im Zeitbereich

In Abb. 7.7 werden die mithilfe des entwickelten Motormodells simulierten transienten Lagerspannungen für jede Wickelschema-Variante dargestellt. Die dem Modell vorgegebenen Phasenspannungen im Umrichterbetrieb, die den im Folgenden betrachteten Lagerspannungen zugrunde liegen, entsprechen weiterhin der in Abschnitt 7.1.2 beschriebenen PWM-Periode. Die Motordrehzahl beträgt

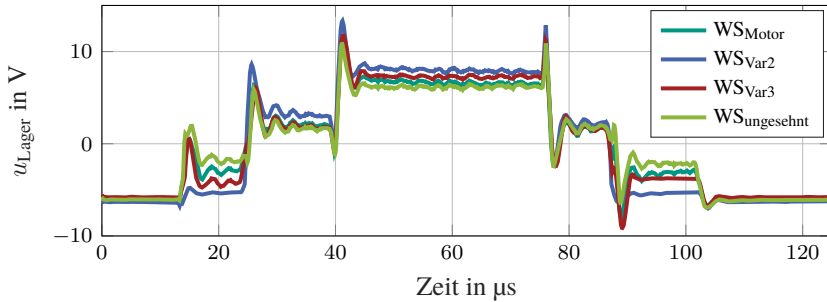


Abbildung 7.7: Simulationsergebnis der B-seitigen Lagerspannung für die vier verschiedene Wickelschemata

dabei ca. 3500 min^{-1} und den Lagern wird ein rein kapazitives Verhalten unterstellt, ohne dass ein EDM-Durchschlag auftritt.

Die Analyse der Simulationsergebnisse zeigt, dass das Wickelschema WS_{Var1} im Vergleich zu den anderen gesehnten Varianten über die gesamte PWM-Periode die durchschnittlich betragsmäßig niedrigste Lagerspannung aufweist. Quantitativ wird dieses Ergebnis in Tabelle 7.1 anhand der Darstellung der durchschnittlichen betragsmäßigen Differenz $\Delta \bar{u}_{\text{WS-Motor}}$ und anhand des Lagerspannungsverhältnisses $\Delta \text{BVR}_{\text{WS-Motor}}$ aller Wickelschemavarianten gegenüber WS_{Var1} festgehalten.

Wickelschema	$\Delta \bar{u}_{\text{WS-Motor}}$	$\Delta \text{BVR}_{\text{WS-Motor}}$
WS_{Var2}	1200,51 mV	25,23 %
WS_{Var3}	313,11 mV	6,58 %
$\text{WS}_{\text{ungeseht}}$	-330,07 mV	-6,93 %

Tabelle 7.1: Über die PWM-Periode gemittelte betragsmäßige Spannungsdifferenz der Wickelschemavarianten gegenüber WS_{Var1}

In Übereinstimmung mit Abschnitt 7.1.2 begründen die Positionierungen der Leiter mit großem Spulenseitenindex in der Nähe der Nutöffnung bzw. des Luftspalts dieses Ergebnis, wodurch hohe Potentialdifferenzen zwischen der Wicklung und dem Rotor vermieden werden. Der Vergleich zur vermeintlichen

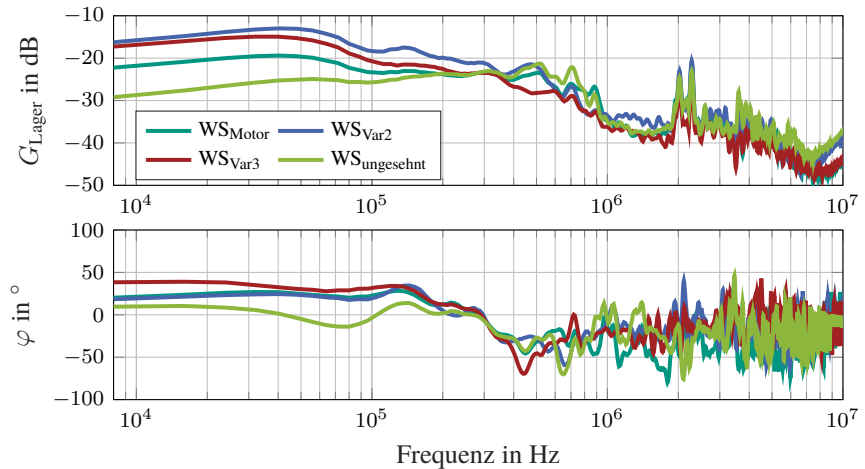


Abbildung 7.8: Simulationsergebnis der Übertragungsfunktion der B-seitigen Lagerspannung für vier verschiedene Wickelschemata

Worst-Case-Positionierung im WS_{Var3} sowie zum Wickelschema WS_{Var2} hebt diesen Vorteil hervor.

Wird zuletzt das Ergebnis von Wickelschema $WS_{ungeseht}$ gegenüber WS_{Var1} verglichen, zeigt sich im zeitlichen Mittel über die gesamte PWM-Periode eine Verschlechterung um 330,07 mV bzw. 6,93 %. Dieses Ergebnis muss allerdings gesondert betrachtet werden, da sich auch die elektromagnetischen Eigenschaften zwischen gesehten und ungesehenen Wickelschemata unterscheiden. Wesentliche Unterschiede werden bereits beim Vergleich der Impedanzkurven zwischen den beiden Varianten in Abschnitt 7.1.1 offenbart, weshalb auch eine größere Divergenz in den Lagerspannungsverläufen zu erwarten ist.

Bewertung im Frequenzbereich

Die im vorherigen Abschnitt getroffenen Aussagen können zudem im Frequenzbereich durch den Vergleich der Übertragungsfunktion bzw. durch das Verhältnis der Lagerspannung zur Common-Mode-Spannung am Motorklembrett bestätigt werden. Hierfür zeigt Abb. 7.8 die Übertragungsfunktionen der B-seitigen Lagerspannung aller betrachteten Wickelschemata.

Zur Charakterisierung der Verläufe kann aufgrund der diversen Resonanzen kein eindeutiges Tief- oder Hochpassverhalten ausgemacht werden. Vielmehr verdeutlicht die Darstellung der Übertragungsfunktionen, welche hochfrequenten Amplitudenanteile in die Lager eingekoppelt werden und wie diese, allein durch Variation des Wickelschemas, beeinflusst werden. Die charakteristischen Punkte, wie die Resonanz bei ca. 260 kHz und der Anstieg bei 2 MHz, sind für alle Wickelschemata ähnlich und sind auf die geometrische Struktur des Motors zurückzuführen. Insbesondere die Nutöffnung und damit die für die Lagerspannung dominante Kapazität zwischen Wicklung und Rotor ändert sich durch eine Variation des Wickelschemas betragsmäßig nicht.

Die detaillierte Analyse des Ergebnisses zeigt, dass sich vor allem im unteren Frequenzbereich Vorteile für das Wickelschema WS_{Var1} ergeben, die wiederum auf dessen Optimierung zurückzuführen sind. Zudem weisen WS_{Var2} und WS_{Var3} eine deutlich geringere Dämpfung im Übertragungsverhalten auf, was im Zeitbereich zu einer höheren Lagerspannung führt.

Die Analyse der Übertragungsfunktion enthüllt außerdem Erkenntnisse über besonders schädigende Amplitudenanteile und Frequenzbereiche. Obwohl Frequenzbereiche mit geringer Dämpfung bzw. großen Übertragungsfaktoren aufgrund ihrer Amplitude als potenziell schädlicher charakterisiert werden können, zeigen Untersuchungen zu Lagerschäden eine Abhängigkeit von der Vorgesichte. Daher sind auch die Häufigkeiten, mit denen hochfrequente Amplituden auftreten, für die Schädigung entscheidend [E7].

Darüber hinaus verdeutlicht das Simulationsergebnis in der Frequenzdomäne das differente Verhalten der ungesehnten Variante WS_{ungeseht} und bekräftigt die im vorherigen Abschnitt offengelegte Gründe.

7.1.4 Umrichterbedingte Beanspruchung des Isoliersystems

Analog zur vorangestellten Analyse der Spannungsbeanspruchung zeigt Abb. 7.9 die maximale Leiter-Leiter-Beanspruchung hinsichtlich des Isoliersystems τ_{iso} gemäß Gleichung (3.14) für die zwei Wickelschemata WS_{Var1} und WS_{Var2} . Die Ergebnisse für WS_{Var3} und WS_{ungeseht} sind in Abb. G.6 dargestellt.

Aus der detaillierten Analyse folgt, dass die maximale Beanspruchung des Isoliersystems zwischen zwei benachbarten Spulenseiten beim Wickelschema WS_{Var1} einen Maximalwert von $\tau_{\text{iso}, WS\text{-Motor}} = 2,44 \cdot u_{\text{ZK}}/2$ in Nut 40 der dritten Lage erreicht. Mit der Leiterpositionierung des Wickelschemas verglichen, lie-

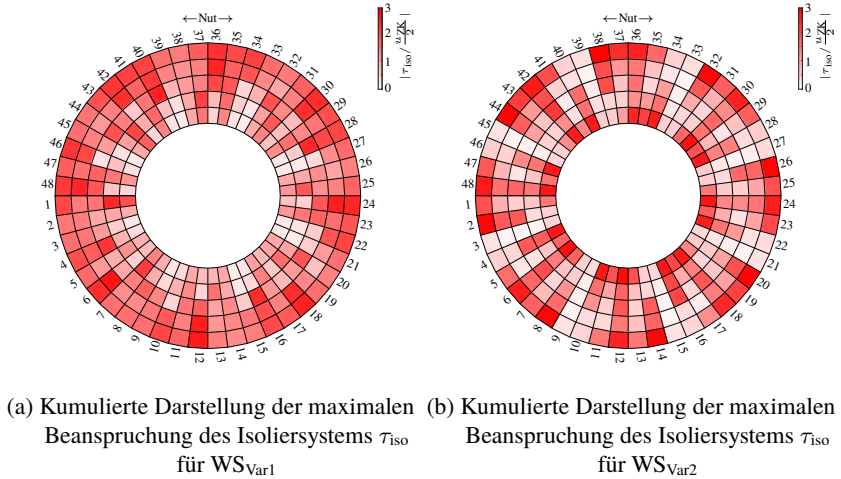


Abbildung 7.9: Kumulierte Darstellung der maximalen Leiter-Leiter-Beanspruchung hinsichtlich des Isoliersystems jeder Spulenseite über alle Zeitpunkte der PWM-Periode gemäß Abb. 5.13

gen dort die neunte Spulenseite des ersten Parallelzweigs von Strang U und die zwölfte des zweiten Parallelzweigs des Strangs V übereinander.

Beim Wickelschema WS_{Var2} liegt der Maximalwert in Nut 38 - Lage 1 bei $\tau_{iso,WS-Var2} = 2,82 \cdot u_{zk}/2$. Hier befinden sich die erste Spulenseite des ersten Parallelzweigs und die 45. Spulenseite des zweiten Parallelzweigs von Strang W nebeneinander.

Auffällig ist außerdem, dass insbesondere für $\tau_{iso,WS-Var2}$ die höchsten Beanspruchungen des Isoliersystems in der ersten oder letzten Lage auftreten und zugleich immer dann, wenn der Abstand der Spulenseiten-Indizes besonders groß ist. Demgegenüber zeichnet sich in $\tau_{iso,WS-Motor}$ die Wirkung der Wickelschemaoptimierung deutlich ab. So sind die oberen zwei Lagen der Isolierung gegenüber den unteren im Mittel einer um 51,14 % geringeren maximalen Beanspruchung ausgesetzt. Die Beanspruchung des Isoliersystems $\tau_{iso,WS-Var2}$ unterscheidet sich auf Lagenebene hier lediglich um 3,31 %.

Zudem bestätigen die Ergebnisse, dass hohe Beanspruchungen des Isoliersystems tendenziell und in Übereinstimmung mit den Stellen der Maximalwerte

häufiger in den Nuten auftreten, in denen die Spulenseiten-Indizes weit auseinander liegen oder Leiter unterschiedlicher Wicklungsstränge nebeneinander angeordnet sind.

Der Durchschnitt der Beanspruchung des Isoliersystems τ_{iso} ist für die Lage 3-4 in solchen Nuten für WS_{Var1} um 15,01 % und für WS_{Var2} um 323,69 % größer als in Nuten mit ausschließlich gleichphasigen Leitern des jeweiligen Strangs.

Der besonders große Unterschied für WS_{Var2} wird vom Wickelschema selbst und dadurch verstärkt, dass die Spulenseitenindex-Differenz benachbarter phasenfremder Leiter nie unter neun liegt. Bestätigen lässt sich diese Beobachtung zusätzlich durch den Vergleich mit der Beanspruchung des Isoliersystems der ungesehnten Variante $\text{WS}_{\text{ungeseht}}$. Hierbei sind die Beanspruchungen des Isoliersystems nur an den Stellen groß, an denen sich die Spulenseitenindizes stark unterscheiden.

Daraus lässt sich als allgemeine Auslegungsempfehlung ableiten, dass eine Sehnung nicht vorteilhaft ist, wenn ein Wickelschema nur hinsichtlich der Beanspruchung des Isoliersystems optimiert werden soll. So zeigt sich für $\text{WS}_{\text{ungeseht}}$ eine über alle Lagen gemittelte geringere Beanspruchung des Isoliersystems von bis zu 15,92 % gegenüber den weiteren untersuchten Wickelschemata.

Zusätzlich wird dies durch das Histogramm in Abb. G.8 bestätigt, das die Häufigkeit der einzelnen Beanspruchungen des Isoliersystems für alle Wickelschemata dargestellt. Daraus wird deutlich, dass für WS_{Var1} einzelne Beanspruchungen des Isoliersystems deutlich häufiger im Bereich unterhalb von $2,5 \cdot u_{\text{zk}}/2$ und keine oberhalb davon auftreten, wie sich dies für WS_{Var2} bei 27 Spulenseiten zeigt.

Abschließend und im Hinblick auf einen eventuell zusätzlich eingesetzten Phasentrenner in der Wicklungsisolierung zeigen diese Ergebnisse, dass zwar die Stellen, an denen phasenfremde Leiter oder Leiter mit großen Indexdifferenzen benachbart liegen, tatsächlich einer stärkeren Beanspruchung ausgesetzt sind, jedoch die Vorteile der gemäß eines linearen Spannungsfalls abgeleiteten Auslegungsregel durch die HF-Effekte relativiert werden.

7.2 Wellenerdung

Wellenerdungsringe im Elektromotor dienen dazu, elektrische Lagerschäden zu verhindern, indem sie Lagerspannungen verhindern und Lagerströme zum Gehäuse ableiten. Hinsichtlich der Ausführung sind zwei Varianten möglich, kapazitiv oder resistiv wirkende Wellenerdungsringe. Im Folgenden wird mithilfe des entwickelten HF-Motormodells die Wirkung dieser beiden Varianten untersucht.

7.2.1 Kapazitiver Wellenerdungsring

Das Prinzip des kapazitiven Wellenerdungsringes beruht darauf, dass sich ein Kondensator im HF-Bereich niederimpedant verhält.

Durch die Parallelschaltung eines zusätzlichen Kondensators im ESB von Abb. 3.1 wird das bekannte Lagerspannungsverhältnis (BVR) in Gleichung (2.3) durch die Kapazität des Wellenerdungsringes C_{WED} im Nenner erweitert. Es ergibt sich daraus Gleichung (7.1). Mit dieser lässt sich bereits analytisch folgern, dass C_{WED} zur Reduktion des BVRs beiträgt und daher die Kapazität C_{WED} möglichst groß dimensioniert werden sollte.

$$\text{BVR}_{\text{WED}} = \frac{u_L}{u_{\text{CM}}} = \frac{C_{\text{WR}}}{C_{\text{L,A}} + C_{\text{WR}} + C_{\text{SR}} + C_{\text{L,B}} + C_{\text{WED}}} \quad (7.1)$$

Der Vorteil des kapazitiven Wellenerdungsringes liegt in der kontaktlosen Energieübertragung, wodurch potenzielle Verschleißprobleme vermieden werden. Darüber hinaus stellt der Einsatz in Umgebungen von Öl und anderen flüssigen Medien kein Problem dar, sondern wirkt sich, aufgrund der höheren Dielektrizitätskonstante einer solchen Umgebung, sogar positiv aus.

Bewertung im Zeitbereich

In Abb. 7.10 wird das Ergebnis der Sensitivitätsanalyse bezüglich des Kapazitätswerts C_{WED} und dessen Auswirkung auf die nicht-antriebsseitige Lagerspannung u_{Lager} sowie den zugehörigen Strom i_{WED} im modellierten Wellenerdungsring in der Zeitdomäne dargestellt. Dabei wird C_{WED} zwischen 0 und 1200 pF variiert sowie mit $C_{\text{WED}} \rightarrow \infty$ parametrisiert. Ein paralleler Widerstand R_{WED} zur Kapazität wird nicht modelliert, da für diesen ideell $R_{\text{WED}} \rightarrow \infty$ gilt und dieser daher vernachlässigt wird.

Die Wirkung des Wellenerdungsringes wird durch Abb. 7.10 eindeutig ersichtlich. Wird die Kapazität des Wellenerdungsringes erhöht, führt dies konsistent zur analytischen Betrachtung von Gleichung (7.1) zu einer Reduktion der Lagerspannung. Die Sensitivitätsanalyse zeigt zudem, dass bei der Auslegung eines Wellenerdungsringes der Kapazitätswert C_{WED} gezielt dimensioniert werden kann, um eine gewünschte maximale Lagerspannungsamplitude zu erreichen. Bei paralleler Detailbetrachtung des Stroms im Wellenerdungsring in Abb. 7.10, zeigt sich zunächst die charakteristische Lade- und Entladekurve eines Kondensators. Bei jedem Schaltvorgang des Umrichters wird die Kapazität des Wellenerdungsringes umgeladen. Gemäß der Kondensatorgleichung (2.2) folgt der Strom proportional dem Kapazitätswert, dementsprechend sind die Stromamplituden

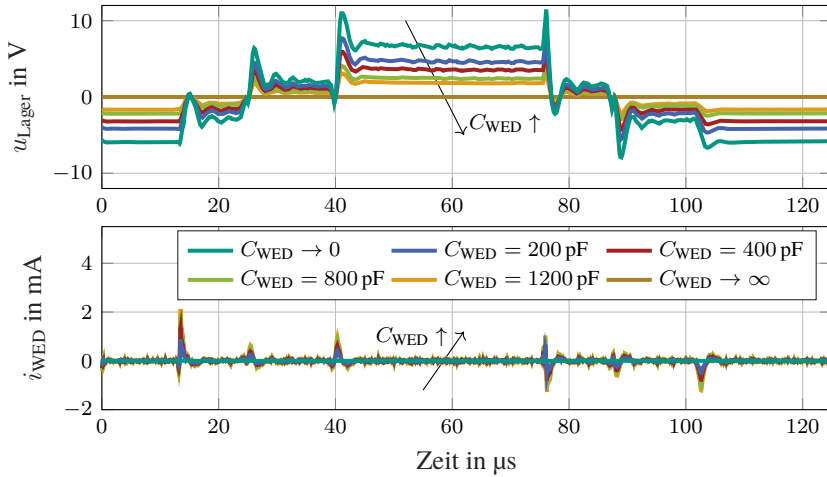


Abbildung 7.10: Simulationsergebnis der Lagerspannung u_{Lager} und des Wellenerdungsringstroms i_{WED} zur Sensitivitätsanalyse von fünf Wellenerdungsringkapazitäten C_{WED}

in Abb. 7.10 für größere C_{WED} -Werte größer. Hinsichtlich der Schädlichkeit erscheinen Ströme im Bereich von wenigen Milliampere zwar unkritisch, jedoch bezogen auf die Stromdichte können bereits solche Schäden an den Lagern verursachen. Nach [13, 40] et al. liegen die Grenzwerte für eine wahrscheinliche Schädigung bei Werten $\geq 0,3 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$.

Zur Verdeutlichung des Ergebnisses zeigt Abb. 7.11 die Ladung Q , die über den Wellenerdungsring sowie über die Motorlager fließt, aufgetragen über der variierten Kapazität des Wellenerdungsrings C_{WED} .

Bei größerer Kapazität des Wellenerdungsrings C_{WED} verringert sich die Ladungsmenge, die über die Lager fließt, während die im Wellenerdungsring zunimmt. Außerdem wird ersichtlich, dass für $C_{\text{WED}} \rightarrow \infty$ die Ladung gegen einen Grenzwert konvergiert. Dieser Zusammenhang resultiert daraus, dass die Lagerspannung für $C_{\text{WED}} \rightarrow \infty$ gegen Null strebt.

Des Weiteren lassen sich die größeren Stromamplituden bzw. die größere Ladungsmenge für steigende Kapazitätswerte C_{WED} durch eine geringe Impedanz Z_C gemäß $Z_C = 1/j\omega C$ erklären. Entsprechend dem Stromteiler fließt bei kleinerer Impedanz mehr Strom über den Wellenerdungsring und gleichzeitig

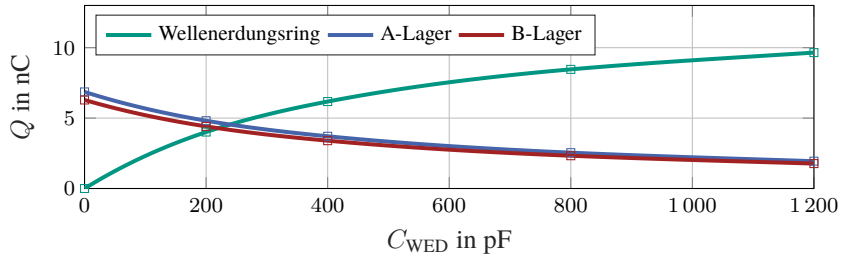


Abbildung 7.11: Simulationsergebnis der Ladung Q in den Lagern sowie im Wellenerdungsring hinsichtlich der Sensitivitätsanalyse von fünf Wellenerdungsring-Kapazitäten C_{WED}

weniger über die parallel angeordneten Lager. Somit wirkt sich der Wellenerdungsring positiv auf die parasitären Lagerströme und vor allem auf die schädigende Ladungsmenge hinsichtlich EDM aus.

In Abschnitt 7.4 wird daher der Einfluss verschiedener Lager-Wellenerdungsring-Kombinationen auf die Lagerströme untersucht.

Bewertung im Frequenzbereich

Die Wirkung der Wellenerdungsringe kann analog zum Vorgehen im vorherigen Abschnitt durch den Vergleich der Übertragungsfunktionen gezeigt werden. Hierfür werden in Abb. 7.12 die Übertragungsfunktionen der B-seitigen Lager-spannung aller betrachteten Wellenerdungsringe dargestellt.

Zunächst sei angemerkt, dass die Darstellung des Grenzfalles deshalb ausgegraut ist, da für $C_{WED} \rightarrow \infty$ die Lagerspannung gegen Null strebt, was zu einem Übertragungsfaktor von $-\infty$ führt.

Die übrigen Ergebnisse im Frequenzbereich verdeutlichen die Wirkung des Wellenerdungsringes. Aufgrund der Ähnlichkeit der Spannungsverläufe im Zeitbereich ist es nicht verwunderlich, dass sich auch die Übertragungsfunktionen nur faktoriell unterscheiden. Konsistent zur Zeitdomäne in Abb. 7.10 zeigt Abb. 7.12, dass mit der Erhöhung der Kapazität des Wellenerdungsringes eine Reduktion des Übertragungsfaktors bzw. eine höhere Dämpfung der Lagerspannung korrespondiert.

Die abschließende Betrachtung des Phasenverlaufs der Übertragungsfunktionen lässt erkennen, dass ausschließlich für den Fall $C_{WED} \rightarrow 0$ ein Unterschied er-

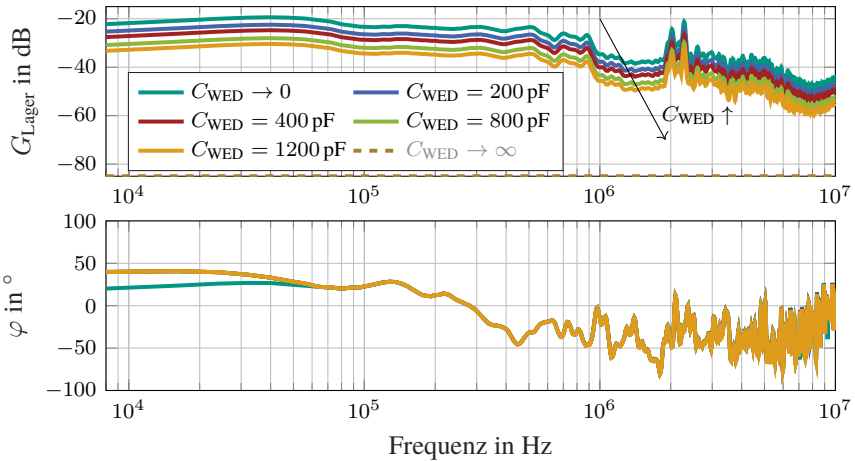


Abbildung 7.12: Simulationsergebnis der Übertragungsfunktion der B-seitigen Lager-spannung für fünf kapazitiv wirkende Wellenerdungsringe

kennbar ist. Dies lässt sich kohärent damit begründen, dass erst für $C_{\text{WED}} > 0$ ein zusätzlicher elektrischer Koppelpfad entsteht und inhärent damit auch erst eine Verschiebung der Phase einhergehen kann.

7.2.2 Resistiver Wellenerdungsring

Der resistive Wellenerdungsring ähnelt einem Schleifkontakt oder einer Kohlebürste. Die Voraussetzung für eine funktionierende Erdung ist ein möglichst geringer Übergangswiderstand zwischen der zu erdenden Welle und dem Erdungsring. Aufgrund von Verschleiß kann sich dieser jedoch ändern.

Das gezielte Aufbringen einer gut leitfähigen Schicht auf die Wellenauflfläche aus bspw. Silber, Kupfer oder Messing soll in der Praxis die Erdung über die Gesamtlebensdauer garantieren. Nachteilig sind außerdem die erhöhten zusätzlichen mechanischen Verluste, die zu einem erhöhten Wärmeeintrag in die Maschine führen. Zudem ist eine trockene Umgebung erforderlich [64].

Für die Sensitivitätsstudie wird der Widerstand R_{WED} des resistiven Wellenerdungsringes zwischen $0,1 \Omega$ und $10 \text{ M}\Omega$ variiert sowie der Grenzfall $R_{\text{WED}} \rightarrow \infty$ betrachtet. Zudem ist eine parallele Kapazität C_{WED} mit 400 pF modelliert,

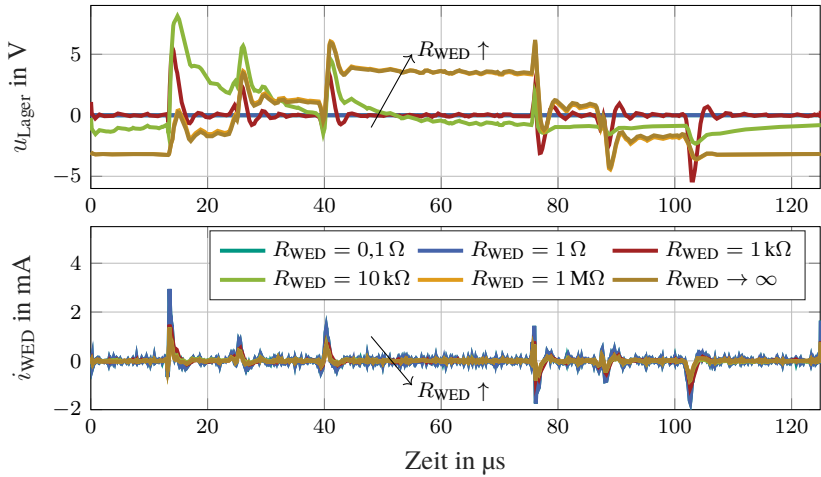


Abbildung 7.13: Simulationsergebnis der Lagerspannung u_{Lager} und des Wellenerdungsringstroms i_{WED} zur Sensitivitätsanalyse von fünf Wellenerdungsring-Widerständen R_{WED}

um das reale Verhalten des Wellenerdungsringes abzubilden, da sich zwischen Lauffläche und Erdungsring ein elektrisches Feld ausbilden kann [64].

Bewertung im Zeitbereich

Die Abhängigkeit der transienten Spannung von der Widerstandsgröße in der Zeitdomäne wird durch Abb. 7.13 deutlich.

Für $R_{\text{WED}} \rightarrow 0$ ist die Anbindung zwischen Statorgehäuse und Rotorwelle ideal, was einem Kurzschluss gleichkommt und somit die Lagerspannung jederzeit auf Gehäusepotential liegt. Folglich ist erst bei größer werdenden Widerständen eine Lagerspannung präsent. Die Analyse zeigt außerdem die typische Lade- und Entladecharakteristik eines Kondensators. Beispielsweise bestätigt der Vergleich zwischen der braunen und grünen Kurve bzw. zwischen $R_{\text{WED}} \rightarrow \infty$ und $R_{\text{WED}} = 10 \text{ k}\Omega$ in Abb. 7.13, nicht nur die Veränderung der Spannungsamplitude, sondern auch die resultierende Veränderung der Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ des RC -Kreises.

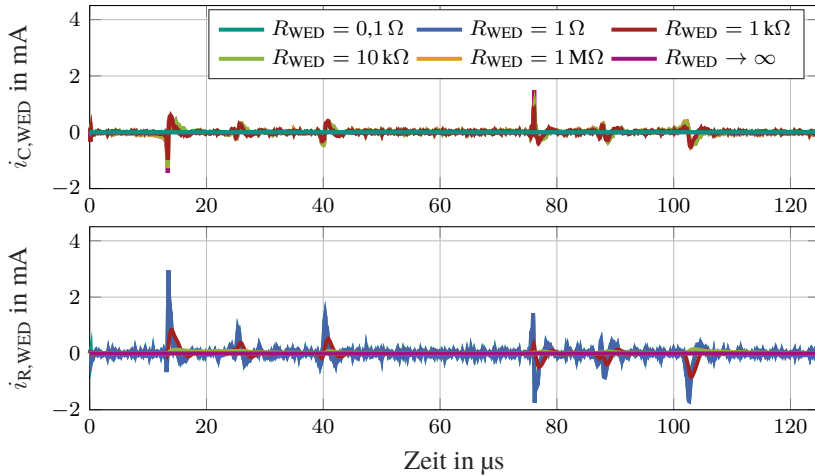


Abbildung 7.14: Simulationsergebnis des Wellenerdungsringstroms i_{WED} zerlegt in seine resistiven ($i_{\text{R,WED}}$) und kapazitiven ($i_{\text{C,WED}}$) Anteile

Darüber hinaus ergibt sich aus Abb. 7.13, dass der Strom im Wellenerdungsring reziprok zu einem gegen Null strebenden Widerstand R_{WED} ansteigt, da dies einem idealen Kurzschluss entspricht. Umgekehrt dominieren bei großen Werten von R_{WED} die parallelen Kapazitäten des Wellenerdungsringes C_{WED} und der Lager C_{L} aufgrund ihrer geringeren Impedanz.

Für eine detailliertere Analyse kann der in Abb. 7.13 dargestellte Strom im Wellenerdungsring in seine resistiven und kapazitiven Anteile, $i_{\text{R,WED}}$ und $i_{\text{C,WED}}$, zerlegt werden. Das inverse Verhalten beider Anteile wird aus Abb. 7.14 ersichtlich. Mit zunehmendem Widerstand R_{WED} führt die kleinere Impedanz gemäß der Stromteilerregel den größeren Strom. So zeigt sich, dass bei sehr kleinen Widerstandswerten R_{WED} der gesamte Strom des Wellenerdungsringes i_{WED} über den Widerstand fließt, und zudem, dass erst ab einem Wert von $R_{\text{WED}} = 1 \text{ k}\Omega$ der Strom im kapazitiven Anteil $i_{\text{C,WED}}$ sichtbar wird.

Der Resonanzpunkt der Impedanz, wobei beide Impedanzanteile gleich groß sind und das elektrische Verhalten zwischen resistiv und kapazitiv wechselt, kann bspw. anhand der Ladungsmenge Q ermittelt werden. Diese ist in Abb. 7.15 über dem Widerstandswert R_{WED} aufgetragen. Dabei gilt für die Kapazität weiterhin $C_{\text{WED}} = 400 \text{ pF}$. Der Schnittpunkt beider Anteile liegt demnach bei ca. $1,4 \text{ k}\Omega$.

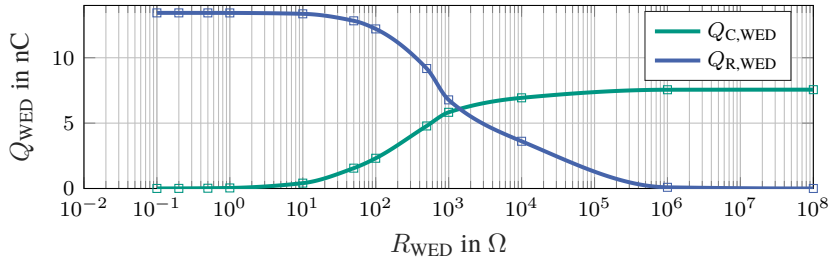


Abbildung 7.15: Simulationsergebnis der Ladung des Wellenerdungsringes Q_{WED} zerlegt in seine resistiven ($Q_{\text{R,WED}}$) und kapazitiven ($Q_{\text{C,WED}}$) Anteile

Bewertung im Frequenzbereich

Aus der Analyse der Frequenzdomäne mithilfe der simulierten B-seitigen Übertragungsfunktionen der Lagerspannung in Abb. 7.16 lassen sich nicht nur die im Zeitbereich gewonnenen Aussagen zur Wirkung der resistiven Wellenerdungsringe bestätigen, sondern auch zusätzliche Erkenntnisse für die Auslegung eines anforderungsgerechten Wellenerdungsringes gewinnen.

Evident ist, dass der Wellenerdungsring immer einen möglichst geringen Übergangswiderstand zwischen der Rotorwelle und dem Erdungsring und damit zum Gehäuse aufweisen soll. Durch die Anwendung des HF-Motormodells kann jedoch der unerwünschte Fall betrachtet werden, dass der Widerstand über die Betriebszeit durch Verschleiß oder andere isolierend wirkende Umwelteinflüsse wie Schmutz, Öle, Korrosion zunimmt.

Die Analyse zeigt, dass sich bei Veränderung des Widerstands nicht nur Unterschiede in der Amplitude einstellen, sondern auch Resonanzverschiebungen in die höherfrequenten Bereiche möglich sind. Da auch die Auftretenshäufigkeiten hochfrequenter Amplituden für potenzielle Lagerschädigungen relevant sind, können beispielsweise die beiden Amplitudenpeaks bei ca. 2 MHz und 2,2 MHz im Kurvenverlauf von $R_{\text{WED}} = 1 \text{ M}\Omega$ letztlich einen Lagerausfall herbeiführen. Zusammenfassend unterstreichen die Betrachtungen im Frequenzbereich, dass ein resistiv wirkender Wellenerdungsring sehr gute Dämpfungseigenschaften hinsichtlich der parasitären Lagerspannung aufweist. Der hier betrachtete kleinste Wert von $R_{\text{WED}} = 0,1 \Omega$ zeigt bereits eine Dämpfung von ca. 100 dB über den gesamten Frequenzbereich, weshalb davon ausgegangen werden kann,

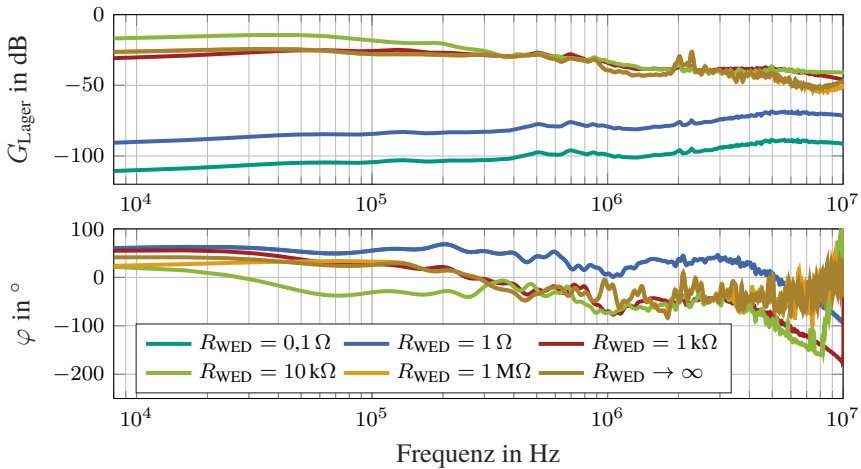


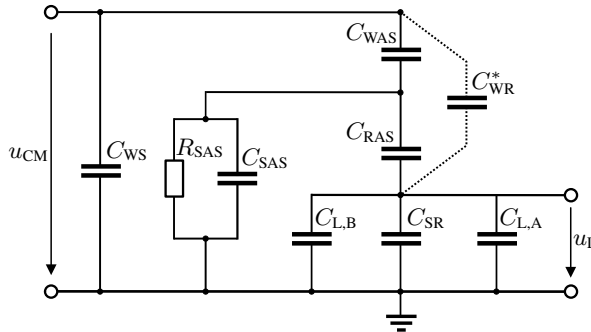
Abbildung 7.16: Simulationsergebnis der Übertragungsfunktion der B-seitigen Lagerspannung für sechs resistiv wirkende Wellenerdungsringe

dass keine parasitäre Lagerspannung vorhanden ist und folglich keine Schädigung verursacht wird.

7.3 Rotorschirmung

Zur Unterbrechung des kapazitiven Koppelpfads zwischen Motorwicklung und Rotorwelle muss das elektrische Feld, das sich durch die Nutöffnung über den Luftspalt erstreckt, geschirmt werden. Im Idealfall gleicht die Schirmung einem Faraday'schen Käfig, wodurch der Rotor vor äußeren elektrischen Feldern geschützt wird. In [E7, 139, E8] werden verschiedene konstruktive Varianten vorgestellt und hinsichtlich ihrer Effektivität untersucht. Dabei erfolgt eine Unterscheidung zwischen der Schirmung im statorinneren Teil und dem Teil des Wickelkopfs. Das primäre Ziel dieser Maßnahmen besteht darin, die Wicklung-Rotor-Kapazität C_{WR} , die gemäß Gleichung (2.3) hauptsächlich zum BVR beiträgt, zu minimieren oder sogar vollständig zu vermeiden.

Aus elektrischer Sicht ergeben sich infolge der Schirmungsmaßnahme zusätzlich die Kapazitäten zwischen der Wicklung und der Abschirmung C_{WAS} , zwischen


 Abbildung 7.17: Erweitertes HF-Ersatzschaltbild zur Berechnung des $BVRs|_{AS}$

dem Rotor und der Abschirmung C_{RAS} sowie den kapazitiven Parallelkreis zwischen dem Stator und der Abschirmung R_{SAS} - C_{SAS} . In Abb. 7.17 wird dazu die veränderte HF-Struktur des Motors wiedergegeben.

In Abschnitt 8.3 wird ein neu aufgebauter Prototypenmotor vorgestellt, der die in [E7, E8] erstmals vorgestellte Schirmungsmaßnahme aus leitfähigem Polyester-Längsvlies eingebettet hat. Den schematischen Aufbau zeigt Abb. 7.18 (a).

Im Folgenden wird zunächst eine fiktive, theoretisch ideale Rotorschirmungsmaßnahme anhand des entwickelten HF-Modells simulativ untersucht. Dabei erfolgt keine separate Betrachtung der Schirmung im Blechpaket- und Wickelkopfteil der Maschine, vielmehr werden diese als eine zusammenhängende Einheit behandelt. Dennoch ist zwischen drei verschiedenen Szenarien, die in Abb. 7.18 (b)-7.18 (d) skizziert werden, zu differenzieren.

Im Best-Case-Szenario von Abb. 7.18 (b) ist die Kapazität zwischen Wicklung und Rotor vollständig aufgehoben, und die zusätzliche Rotorschirmung ist ideal geerdet, sodass diese immer auf Nullpotential liegt, da $R_{SAS} \rightarrow 0$ gilt.

Im Worst-Case-Szenario nach Abb. 7.18 (c) ist zwar die Kapazität zwischen Wicklung und Rotor ebenfalls verhindert, der zusätzliche Schirm ist allerdings nicht geerdet, sondern für dessen Widerstand zum Stator gilt $R_{SAS} \rightarrow \infty$. Infolgedessen wird in die Schirmung selbst eine Spannung induziert, die wiederum mit dem Rotor ein parasitäres elektrisches Feld bildet.

Im Middle-Case-Szenario gemäß Abb. 7.18 (d) wirkt die Schirmung lediglich als zusätzliche Permittivität im Bereich der obersten Lage der Wicklungsisolierung. Die Leitfähigkeit des Materials und die Anbindung zum Blechpaket ist in diesem Fall falsch ausgelegt. Dieses Szenario deckt zudem den Fall ab, dass eine Restka-

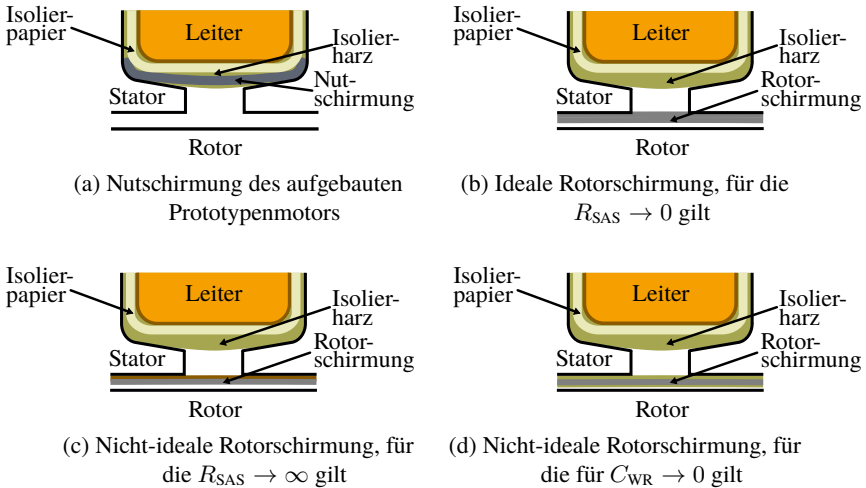


Abbildung 7.18: Szenarien zur prinzipiellen Wirkung der zusätzlichen Schirmung

pazität aufgrund einer unvollständigen Schirmung vorhanden ist. In diesem Fall wirkt die in Abb. 7.17 gestrichelt eingezeichnete Parallelkapazität C_{WR}^* , und es gilt das konventionelle Lagerspannungsverhältnis gemäß Gleichung (2.3).

7.3.1 Rotorschirmung für $R_{SAS} \rightarrow 0$

Für den trivialen Fall, in dem $R_{SAS} \rightarrow 0$ gilt und wie Abb. 7.18 (b) andeutet, die Abschirmung aufgrund des Kontakts mit dem Stator ideal geerdet ist, existiert zwischen Wicklung und Rotor kein parasitärer kapazitiver Pfad. Bereits in [140] wurde gezeigt und mithilfe einer FE-Simulation in [E7, E8] bestätigt, dass das Einbringen eines leitfähigen Materials in die Statornutöffnungen die Wicklung-Rotor-Kapazität C_{WR} vollständig verhindern kann.

Überdies ergibt sich aus der analytischen Abschätzung des BVRs nach Gleichung (2.3), dass aufgrund der fehlenden Kapazität C_{WR} die kapazitiv eingekoppelte Lagerspannung vollständig verschwindet. Auf die grafische Darstellung der simulierten Lagerspannung kann daher verzichtet werden. Eine verbleibende, für diese Betrachtung irrelevante Restlagerspannung resultiert gemäß Abb. 3.1

aus der modellierten induktiven CM-Kopplung M_{SR} zwischen Stator und Rotorwelle.

7.3.2 Rotorschirmung für $R_{SAS} \rightarrow \infty$

Für den Fall, dass wie in Abb. 7.18 (c) durch eine Isolierschicht die Rotorschirmung nicht geerdet ist, sondern für die Anbindung zum Statorblechpaket $R_{SAS} \rightarrow \infty$ gilt, muss das Lagerspannungsverhältnis $BVR|_{AS, R_{SAS} \rightarrow \infty}$ gemäß Gleichung (7.2) und Abb. 7.17 berechnet werden.

$$BVR|_{AS, R_{SAS} \rightarrow \infty} = \frac{C_{RAS} \cdot C_{WAS}}{(C_{RE} + C_{RAS}) \cdot \left(C_{SAS} + C_{WAS} + \frac{C_{RE} \cdot C_{RAS}}{C_{RE} + C_{RAS}} \right)} \quad (7.2)$$

$$\text{mit: } C_{RE} = C_{L,A} + C_{SR} + C_{L,B}$$

Eine analytische Betrachtung legt bereits nahe, dass das resultierende $BVR|_{AS, R_{SAS} \rightarrow \infty}$ trotzdem geringer ist als das konventionelle BVR ohne Rotorschirmung nach Gleichung (2.3). Dies gilt, da in der Regel die Kapazität zwischen Rotor und Abschirmung C_{RAS} gegenüber der Ersatzkapazität C_{RE} in Gleichung (7.2) deutlich kleiner ist. Eine FE-Simulation errechnet für Kapazität zwischen Wicklung und Abschirmung $C_{WAS} \approx 7 \text{ nF}$ und für die Kapazität zwischen Rotor und Abschirmung einen um mehr als den Faktor 1000 kleineren Wert von $C_{RAS} \approx 5 \text{ pF}$.

Wie sich der Grenzfall $R_{SAS} \rightarrow \infty$ einer Rotorschirmung auf die Lagerspannung auswirkt, wird im Folgenden im Zeit- und Frequenzbereich untersucht.

Bewertung im Zeitbereich

Abb. 7.19 stellt hierfür das Simulationsergebnis der transienten Lagerspannung in der Zeitdomäne dar.

Hieraus wird ersichtlich, dass die Lagerspannung durch den Einsatz der Rotorschirmung trotz nicht idealer Erdung deutlich reduziert werden kann. Die durchschnittliche Lagerspannung liegt lediglich bei 5,58 % der ursprünglichen, was nahezu mit den analytisch berechneten BVR-Verhältnissen $BVR|_{AS}/BVR = 5,12 \%$ übereinstimmt.

Überdies zeigt sich eine deutliche Änderung im zeitlichen Kurvenverlauf der Lagerspannung, die auf die veränderte HF-Motorstruktur zurückzuführen ist.

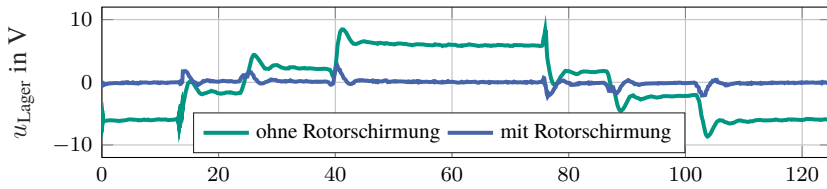


Abbildung 7.19: Simulationsergebnis der Lagerspannung u_{Lager} hinsichtlich einer zusätzlichen nicht-geerdeten Rotorschirmung für die $R_{\text{SAS}} \rightarrow \infty$ gilt

Demnach ändern sich nicht nur die Spannungsamplituden, sondern auch die Zeitkonstanten der RC -Kreise. Insbesondere nach den Schaltvorgängen des PWRs ist eine verbleibende Lagerspannung präsent, da es durch den damit einhergehenden Wechsel des Spannungsniveaus zur Umladung der Kondensatoren in den RC -Gliedern kommt und die sich anschließend in Form einer Exponentialfunktion entladen.

Bewertung im Frequenzbereich

Die Auswirkungen auf die Lagerspannung im Frequenzbereich zeigt Abb. 7.20 anhand der B-seitigen Übertragungsfunktion der Rotorwelle.

Auffällig ist demnach die deutlich stärkere Dämpfung im Übertragungsverhalten unterhalb von 600 kHz bei Einsatz einer Rotorschirmung. Quantitativ ergibt sich eine Reduktion von bis zu -27 dB.

Im Bereich zwischen 600 kHz und 2 MHz nähern sich die Übertragungsfunktionen an, während sie oberhalb von 2 MHz wieder stärker divergieren. Erst die Betrachtung der Frequenzdomäne verdeutlicht, dass der Einsatz einer Nutschirmung die unteren Frequenzanteile gut dämpft. Im höheren Frequenzbereich sind die Amplituden jedoch größer, sodass die Nutschirmung auf diese Anteile sogar einen negativen Einfluss darstellt.

Schlussfolgernd zeigt die Analyse dennoch, dass die zusätzliche Rotorschirmung, selbst bei nicht geerdeter Anbindung, deutliche Verbesserungen hinsichtlich des kapazitiven Anteils der Lagerspannung liefert und möglicherweise einen Lagerschaden vermeiden kann.

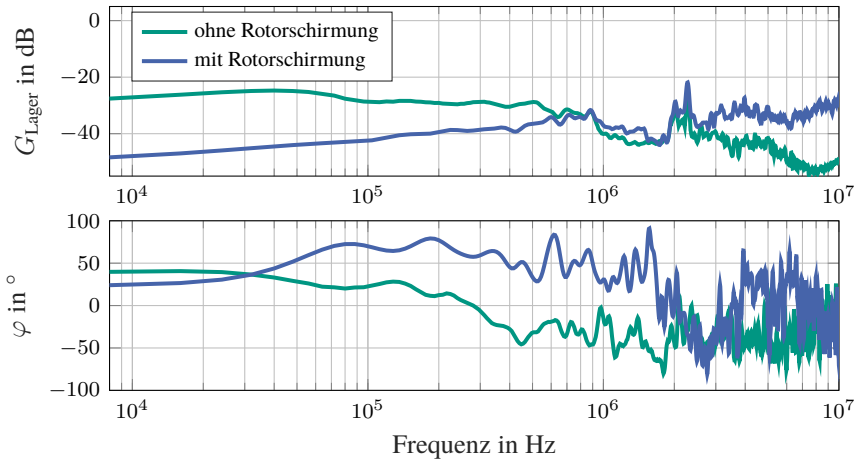


Abbildung 7.20: Simulationsergebnis der Übertragungsfunktion der B-seitigen Lager-spannung hinsichtlich einer zusätzlichen nicht-geerdeten Rotorschirmung für die $R_{SAS} \rightarrow \infty$ gilt

7.3.3 Rotorschirmung für $C_{WR} \rightarrow 0$

Das Middle-Case-Szenario wird in Abb. 7.18 (d) durch die Ummantelung der Rotorschirmung mit einer zusätzlichen Harzschicht verbildlicht.

Die für die Lagerspannung ursächliche Kapazität C_{WR} wird durch die zusätzliche Permittivität des Isolierharzes reduziert, da die Einbettung des Isolierpapiers eine Serienschaltung von Kapazitäten bewirkt. Eine analytische Betrachtung mit Gleichung (2.3) und unter Zuhilfnahme einer FE-Simulation wird für den unteren Grenzwert $\varepsilon_{r,AS} = 1$ eine Reduktion des BVRs um 36,02 % erwartet.

Bewertung im Zeitbereich

Abb. 7.21 veranschaulicht die Auswirkung unterschiedlicher Dielektrizitätskonstanten $\varepsilon_{r,AS}$ bzw. verschiedener C_{WR} auf die Lagerspannung im Zeitbereich.

Die Ergebnisse dieser Sensitivitätsanalyse verdeutlichen, dass die zusätzliche Materialschicht zwischen Wicklung und Rotor und die damit verbundene Verkleinerung der Kapazität C_{WR} zwangsläufig zur Verringerung der Lagerspannung führt. Zudem zeigt sich, dass, je kleiner die relative Permittivität $\varepsilon_{r,AS}$

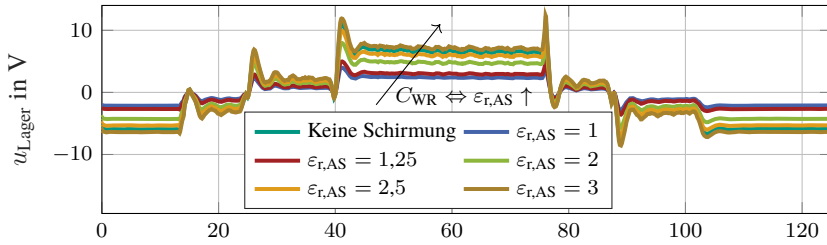


Abbildung 7.21: Simulationsergebnis der Lagerspannung u_{Lager} hinsichtlich einer zusätzlichen nicht idealen Rotorschirmung

der Nutschirmung ist, desto geringer wird die Lagerspannung. Die Reduktion für $\varepsilon_{r,AS} = 1$ gemittelt über die gesamte PWM-Periode beträgt laut der Simulation 36,19 % und stimmt damit nahezu mit der analytisch abgeschätzten BVR-Reduktion überein.

Abschließend sei angemerkt, dass der Fall $C_{WR} = 0$ in der Praxis nicht erreicht werden kann, da $\varepsilon_{r,AS} = 1$ bereits dem Materialgrenzfall entspricht. Die Betrachtung des Middle-Case-Szenarios dient zudem lediglich der Vollständigkeit und stellt für die Entwicklung einer serienreifen Nutschirmung kein erstrebenswertes Auslegungsziel dar.

Bewertung im Frequenzbereich

Die Ähnlichkeit der Spannungsverläufe im Zeitbereich legt bereits nahe, dass die Übertragungsfunktionen lediglich faktorielle Unterschiede aufweisen müssen und keine Divergenzen in ihrem inhärenten Verlauf zeigen.

Eine Verringerung der relativen Permittivität $\varepsilon_{r,AS}$ der Nutschirmung bzw. der Kapazität C_{WR} hat demnach in den Simulationsergebnissen über den gesamten betrachteten Frequenzbereich auch nur eine faktoriell stärkere Dämpfung zur Folge. Aufgrund dieser Evidenz wird auf die grafische Darstellung der Übertragungsfunktionen verzichtet.

7.4 Isolierte Lager

Zum Abschluss dieser Einflussanalysen wird mithilfe des HF-Motormodells der Einsatz von isolierten Lagern untersucht. Für die Parametrisierung eines iso-

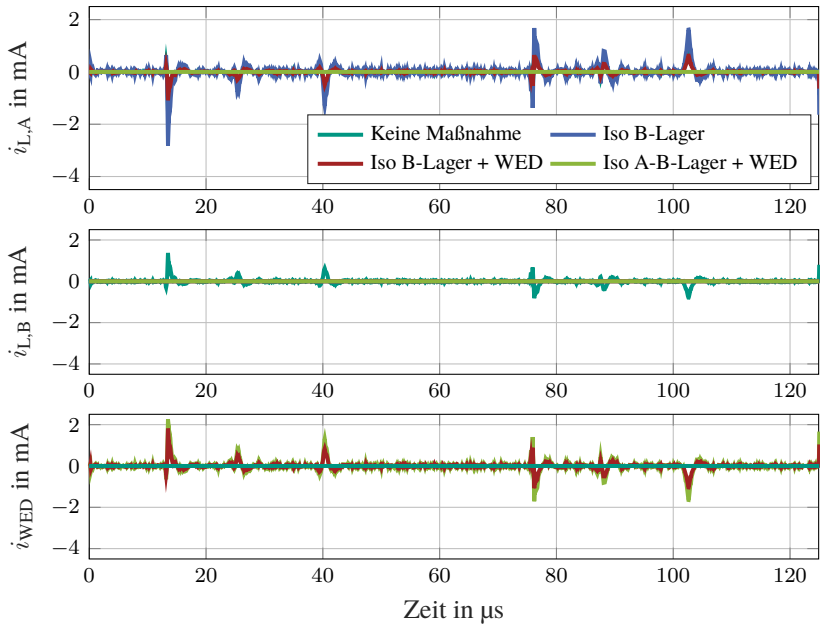


Abbildung 7.22: Simulationsergebnis der Lagerströme $i_{L,A}$ und $i_{L,B}$ sowie des Wellenerdungsringstroms i_{WED} hinsichtlich des Einsatzes von isolierten Lagern

lierten Lagers wird ideell $R_L = \infty$ und $C_L = 0$ angenommen. In Abb. 7.22 sind die simulierten Ströme des antriebsseitigen (A-) Lagers $i_{L,A}$, des nicht-antriebsseitigen (B-) Lagers $i_{L,B}$ sowie des Wellenerdungsringstroms i_{WED} dargestellt. Es werden folgende Kombinationen betrachtet:

- Keine Maßnahme
- Isoliertes B-Lager
- Isoliertes B-Lager mit zusätzlichem A-seitigem Wellenerdungsring
- Beidseitig isolierte Lager mit zusätzlichem A-seitigem Wellenerdungsring

Laut den Simulationsergebnissen in Abb. 7.22 können beim Referenzmotor ohne jegliche Maßnahmen in beiden Lagern aufgrund der kapazitiven Kopplung zwischen Wicklung und Rotor Ströme von bis zu 3 mA fließen. Verdeutlicht wird

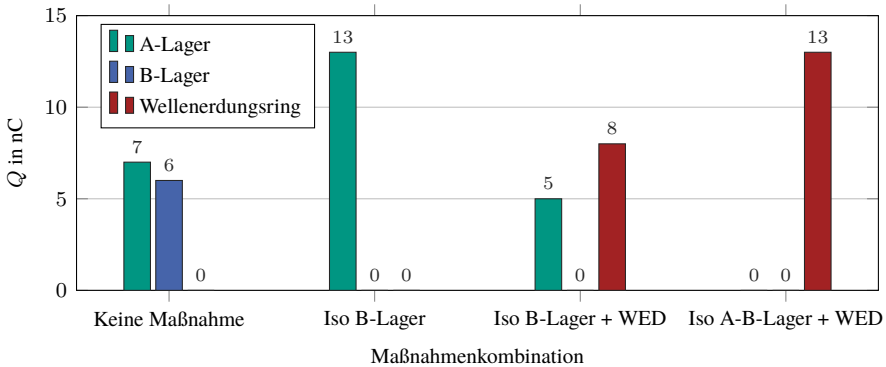


Abbildung 7.23: Ladung Q , die während der PWM-Periode über die Lager und den Wellenerdungsring fließt

dies durch Abb. 7.23, in der die während der betrachteten PWM-Periode über die Lager und den Wellenerdungsring fließende Ladung Q für die vier Maßnahmenvarianten dargestellt ist.

Wird, um dem entgegenzuwirken, ein isoliertes B-Lager eingesetzt, unterbricht dies, wie aus Abb. 7.22 hervorgeht, den Strompfad auf der B-Seite, wodurch dort kein parasitärer Strom mehr fließt und elektrisch bedingte Lagerschäden verhindert werden können.

Die Isolation des Lagers kann allerdings dazu führen, dass der parasitäre CM-Strom der Welle zur Antriebsseite fließt und möglicherweise entweder im A-Lager oder in einem niederimpedant angebundenen Getriebe oder einer anderen angekuppelten Last elektrischen Schaden verursacht. Daher erfordert der Einsatz eines isolierten B-Lagers notwendigerweise einen niederimpedanten Wellenerdungsring auf der A-Seite des Motors.

Der CM-Strom bzw. die Ladung kann dann, wie Abb. 7.22 und 7.23 zeigen, über den Wellenerdungsring zum Gehäuse fließen. Wichtig ist dabei das Impedanzverhältnis zwischen dem A-Lager und dem Wellenerdungsring, das die Höhe des Stroms in den jeweiligen Bauteilen bestimmt.

Bei der letzten Maßnahmenkombination, bei der beidseitig isolierte Lager und ein A-seitiger Wellenerdungsring verwendet werden, verschwinden die Lagerströme beidseitig. Je nach Impedanzverhältnis zur angekuppelten Last fließt der CM-Strom entweder über den Wellenerdungsring zum Gehäuse oder zur Last.

Kapitel 8

Validierung der Maßnahmen gegen parasitäre HF-Effekte

Zur Validierung der im vorherigen Kapitel simulativ untersuchten Maßnahmen wurden vier Varianten der in Tabelle 4.1 vorgestellten PMSM aufgebaut. Auf diese Weise kann das entwickelte HF-Motormodell hinsichtlich jeder Einzelmaßnahme separat validiert sowie die Wirkung jeder Maßnahme eigenständig bewertet und messtechnisch verifiziert werden. Die Beschreibung des Prüfstandsbaus sowie der Validierungsmethoden sind bereits in Abschnitt 5.2 dargelegt. Abb. 8.1 zeigt den physikalischen Aufbau des Prüfstands. Zudem wird in den folgenden Analysen weiterhin derselbe Betriebspunkt sowie die PWM-Periode wie in den Abschnitten 7.1.2 und 7.1.3 betrachtet.

8.1 Wellenerdung mittels kapazitivem Erdungsring

Aus Abb. 8.2 wird ersichtlich, dass die Lagerspannung der Maschine, die einen kapazitiv wirkenden Wellenerdungsring mit einer herstellerseitig angegebenen Kapazität von $C_{\text{WED}} = 800 \text{ pF}$ verbaut hat, während der gesamten PWM-Periode die 2 V-Grenze nie überschreitet. Im Vergleich zur Referenzmaschine bedeutet dies eine Reduktion von über 80 %.



Abbildung 8.1: Foto des verwendeten Motorprüfstands zur experimentellen Validierung des HF-Motormodells sowie zur Verifizierung der Maßnahmen gegen parasitäre Effekte

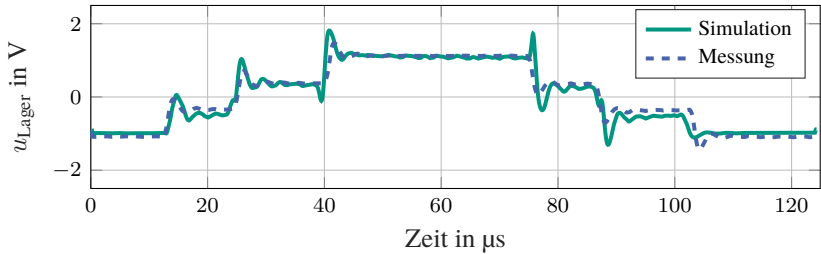


Abbildung 8.2: Validierung der Wellenerdungsmaßnahme mittels kapazitivem Erdungsring anhand der Lagerspannung u_{Lager} für $C_{\text{WED}} = 800 \text{ pF}$

Hinsichtlich des Verlaufs der Lagerspannung ist festzustellen, dass die charakteristische Lade- und Entladekurve eines Kondensators, bedingt durch den kapazitiven Charakter des Wellenerdungsring, bei jedem Schaltvorgang des Umrichters erhalten bleibt. Dies gilt sowohl für die simulierten als auch für die gemessenen Lagerspannungen.

Über die betrachtete PWM-Periode gemittelt, beträgt der Fehler lediglich $\text{MAPE} = 0,436 \%$. Daraus lässt sich folgern, dass das entwickelte HF-Modell bereits im Auslegungsprozess herangezogen werden kann, um die Effektivität einer solchen Maßnahme simulativ zu untersuchen und zu verifizieren.

8.2 Wellenerdung mittels resistivem Erdungsring

Für die folgende Validierung wurde der Widerstandswert des Wellenerdungsring in der Simulation gemäß den Herstellervorgaben mit $R_{\text{WED}} = 1 \Omega$ parametrisiert. Dieser resistiv wirkende Wellenerdungsring zeigt bereits in Abschnitt 7.2.2 ein signifikant differentes Verhalten gegenüber dem kapazitiven Wellenerdungsring. Dies spiegelt sich gleichermaßen in Abb. 8.3 wider, in der neben der simulierten auch die messtechnisch ermittelte Lagerspannung der Prototypenmaschine mit einer resistiv wirkenden Wellenerdungsmaßnahme dargestellt wird.

Die Analyse beider Kurven zeigt, dass eine Spannung lediglich während des Schaltvorgangs des Umrichters auf der Welle messbar ist, wobei diese schnell durch den Stromfluss über den Wellenerdungsring abklingt. Die Spannungsam-

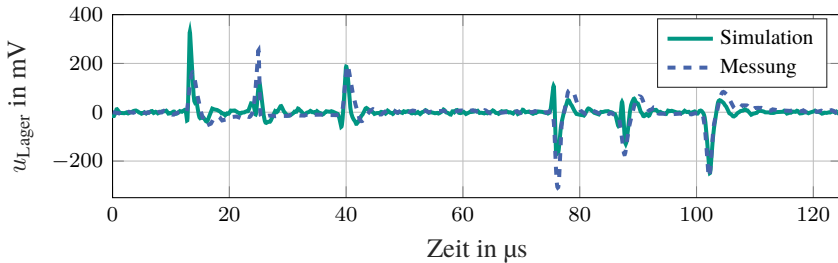


Abbildung 8.3: Validierung der Wellenerdungsmaßnahme mittels resistivem Erdungsring anhand der Lagerspannung u_{Lager} für $R_{\text{WED}} = 1 \, \Omega$

plitude bleibt in der Simulation unter 380 mV, die der Messung unter 360 mV. Der mittlere Fehler von lediglich $\text{MAPE} = 3,71 \, \%$ über die gesamte PWM-Periode bestätigt sowohl die Wirksamkeit der resistiven Wellenerdungsmaßnahme als auch die Validität des Modells.

8.3 Schirmung zwischen Wicklung und Rotor

Eine fiktive, theoretisch ideale und vollständige Rotorschirmung wird in Abschnitt 7.3.3 simulativ untersucht. Demgegenüber behandelt dieser Abschnitt eine reale, seriennahe Nutschirmung. Zunächst wird die eingebettete Nutschirmung des Prototypenmotors vorgestellt, anschließend folgt die Validierung ihrer Effektivität.

Vorstellung des Motors mit Nutschirmung

In den eigenen Veröffentlichungen [E7, E8] wurden die Möglichkeiten und die Wirksamkeit einer Nutschirmung zunächst simulativ und anschließend anhand eines Motorettenaufbaus untersucht. Auf dieser Grundlage wurde dann ein Prototypenmotor mit eingebetteter Nutschirmungsmaßnahme aus elektrisch leitfähigem Polyester-Längsvlies, imprägniert mit kohlenstoffgefülltem Harz, aufgebaut.

Abb. 8.4 zeigt dazu den Stator und die eingearbeitete Nutschirmung im Ferti-gungsprozess. Die Materialeigenschaften der Nutschirmung sind in Tabelle 8.1 aufgelistet.

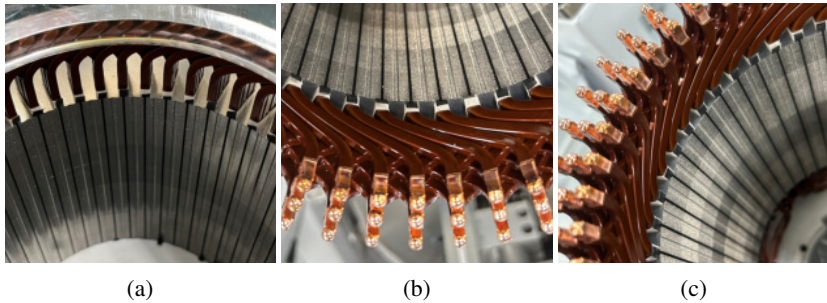


Abbildung 8.4: Detailbetrachtung der eingebetteten Nutschirmung im Stator beim Fertigungsprozess

Eigenschaft	<i>Krempel 03 ELR</i>
Dicke	$0,05 \pm 0,01 \text{ mm}$
Gewicht	$45 \pm 5,4 \text{ g/m}^2$
Oberflächenwiderstand	$1000 \pm 300 \Omega/(\square)$
Wärmeklasse	155 (F)

Tabelle 8.1: Eigenschaften des Nutschirmungsmaterials Krempel 03 ELR [D10]

Der Widerstand des Materials wurde so gewählt, dass die Schirmung das Blechpaket nicht kurzschließt, aber dennoch ein zuverlässiger Potentialausgleich über die Länge des Statorblechpakets hergestellt wird.

Im ersten Fertigungsschritt, in Abb. 8.4(a) zu sehen, wird die Nutschirmung ähnlich zu einem Deckschieber oder Nutverschlusskeil zusätzlich zum Nutisolierpapier in die Nut eingebracht. Aufgrund der sehr engen Raumverhältnisse wird die Nutschirmung bereits zwangsläufig auf dem Isolierpapier fixiert, sodass ein Verrutschen inhärent verhindert wird. Durch die weiteren Fertigungsschritte, das Einschieben, Twisten und anschließende Kontaktieren der Hairpin-Spulen, insbesondere aber durch die anschließende Imprägnierung, wird die Position der Nutschirmung zusätzlich stabilisiert [141]. Abb. 8.4(b) und 8.4(c) zeigen die eingebettete Nutschirmung vor und nach dem Imprägnierprozess. Den notwendigen Kontakt zur Erdung der Nutschirmung übernimmt die Schnittkante eines jeden Blechs des Statorblechpakets.

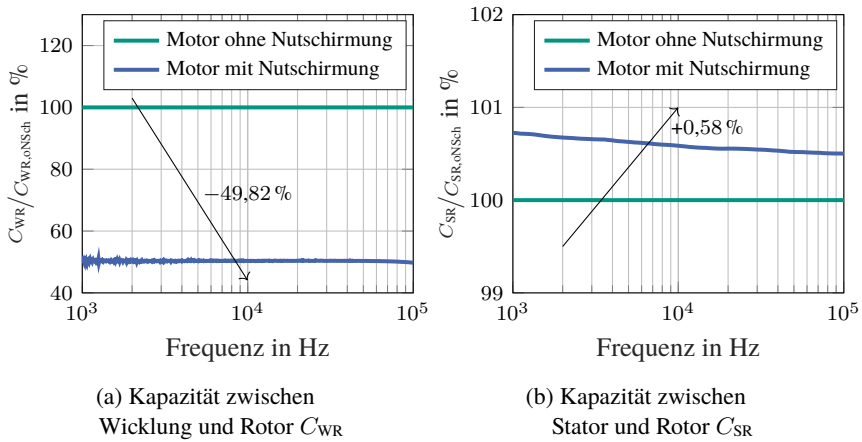


Abbildung 8.5: Gegenüberstellung der gemessenen Kapazitäten C_{SR} und C_{WR} der Motorvarianten mit Nutschirmung und ohne Nutschirmung C_{0NSch}

Die Wirksamkeit dieser Maßnahme wird im Folgenden zunächst anhand von Kapazitätsmessungen und anschließend durch die Betrachtung der Lagerspannung verifiziert.

Validierung der Nutschirmung mittels Kapazitätsmessung

Mithilfe des *Keysight E4990A* Impedanzanalysators [D3] wurde an den speziell aufgebauten Motoren die Kapazität zwischen Wicklung und Rotor C_{WR} sowie die Kapazität zwischen Stator und Rotor C_{SR} gemessen.

Die Referenz-Serienmaschine hat originär Stahllager verbaut, die im Stillstand aufgrund des Kontakts zwischen den Lagerringen und den Wälzkörpern den Rotor mit dem Stator kurzschließen. Zur Validierung der Kapazitäten C_{WR} bzw. C_{SR} muss allerdings diese leitende Verbindung vermieden werden. Es wurden daher zwei Motoren mit isolierten Lagern, auf der A-Seite mit einem Kunststofflager, B-seitig mit einem Keramiklager aufgebaut. Diese beiden Motoren unterscheiden sich lediglich darin, dass in einem die in Abb. 8.4 gezeigte Nutschirmung eingebettet ist.

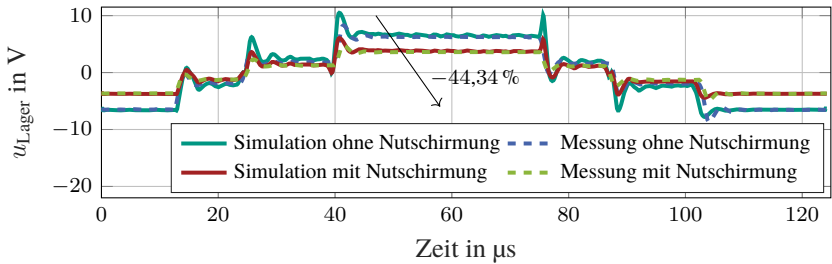


Abbildung 8.6: Gegenüberstellung der Simulations- und Messergebnisse der Lagerspannung u_{Lager} hinsichtlich der eingebetteten Nutschirmung

Aus den Messergebnissen in Abb. 8.5 (a) wird ersichtlich, dass durch die Nutschirmung die Wicklung-Rotor-Kapazität C_{WR} , gemittelt über den Frequenzbereich, um 49,82 % reduziert wird. Überdies belegt Abb. 8.5 (b) eine mittlere Erhöhung der Stator-Rotor-Kapazität C_{SR} um 0,58 %.

Gemäß der analytischen Abschätzung des Lagerspannungsverhältnisses nach Gleichung (2.3) trägt die Maßnahme sowohl durch die Reduktion von C_{WR} als auch durch die Erhöhung von C_{SR} zur Reduktion des BVRs bei. Die analytische Abschätzung, bei sonst gleichbleibenden, zur BVR-Berechnung notwendigen Kapazitäten, ergibt eine Reduktion des BVRs um 49,34 %.

Die Kapazitätsmessungen bestätigen zwar eine eindeutige Wirksamkeit der Nutschirmung, allerdings zeigen diese auch, dass das elektrische Feld zwischen Wicklung und Rotor nicht vollständig geschirmt werden konnte. Zurückführen lässt sich dies auf den Anteil des Wickelkopfs, der bei diesem speziellen Motordesign ca. 40 % der Gesamtlänge ausmacht. Zudem befindet sich direkt unterhalb der beiden Wickelköpfe eine konstruktiv notwendige Abschlussplatte am Rotor, die letztlich die messbare Restkapazität mit der Wicklung bildet. Im Kontext des parasitären HF-Ersatzschaltbilds des Motors bedeutet dies, dass die in Abb. 7.17 gestrichelt eingezeichnete Kapazität C_{WR}^* weiterhin vorhanden ist und sich wiederum auf die parasitäre Lagerspannung auswirkt. Im folgenden Abschnitt wird daher die gemessene transiente Lagerspannung beim Motorbetrieb betrachtet.

Validierung der Nutschirmung mittels Lagerspannungsmessung

Die simulierten und gemessenen Lagerspannungen der beiden Maschinen werden in Abb. 8.6 für eine repräsentative PWM-Periode dargestellt.

Die verbleibende Kapazität, die gemäß dem vorherigen Abschnitt 8.3 auf den Wickelkopf zurückzuführen ist, wurde in der Simulation entsprechend berücksichtigt. Folglich zeigt die Lagerspannung in Abb. 7.21 trotz der geerdeten Nutschirmung weiterhin ein kapazitives Verhalten.

Darüber hinaus zeigt der Vergleich der beiden Maschinen, sowohl simulativ als auch messtechnisch, eine signifikante Verringerung der Lagerspannung um ca. 44 %. Diese Ergebnisse stimmen mit den Kapazitätsmessungen sowie mit der analytisch abgeschätzten Reduktion des BVRs des vorherigen Abschnitts überein. Die verbleibende Abweichung liegt im Rahmen der Messunsicherheit und gilt daher als hinnehmbar.

Überdies bestätigen die Messungen auch die Validität des Simulationsmodells. Die Fehleranalyse zwischen Simulation und Messung ergibt für die beiden Maschinen einen mittleren quadratischen Fehler von lediglich $RMSE = 0,772 \text{ V}$.

Abschließende Bewertung

Die Ergebnisse der Messungen an den aufgebauten Maschinen zeigen, dass die in der Arbeit entwickelte HF-Modellierung nicht nur die umrichterbedingte Spannungsverteilung, sondern auch die parasitären Effekte und die Auswirkungen der Einflussmaßnahmen abbilden kann. Im Auslegungsprozess ermöglicht das Modell somit die anforderungsgerechte Dimensionierung und simulative Verifizierung von Gegenmaßnahmen sowie den Vergleich ihrer Wirkungen mit anderen Maßnahmen. Dadurch können potenziell gefährliche Spannungseinbrüche, die zu EDM-Strömen in den Lagern führen, frühzeitig in einer technischen Fehler-Möglichkeiten- und Einfluss-Analyse (FMEA) beurteilt und letztlich verhindert werden.

Kapitel 9

Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wird eine Methodik zur Modellierung der umrichterbedingten Spannungsverteilung und der parasitären Effekte in elektrischen Maschinen mit Hairpin-Wicklungen ausgearbeitet. Am Design einer 800 V-Traktionsmaschine mit Permanentmagnetenerregung wird diese anschließend angewandt und validiert. Für die nächste Generation von Traktionsantrieben im Automobilsektor setzt sich der Trend zu SiC- und GaN-Halbleitertechnologien aufgrund ihrer geringeren Verluste klar durch. Dennoch erfolgt die Leistungswandlung vom Umrichter zum Motor derzeit weiterhin mithilfe zweier Spannungslevel und des Pulsdauermodulationsverfahrens, was im Motor unerwünschte parasitäre Effekte hervorruft. So wird durch die nicht-ideale sinusförmige Speisung inhärent eine Gleichtaktspannung eingeprägt, die wiederum einen nichtlinearen Spannungsfall in den Wicklungssträngen zur Folge hat.

Die höheren Zwischenkreisspannungen, höheren Schaltfrequenzen und die steilen Spannungsflanken neuer Leistungshalbleitertechnologien stellen dabei eine zusätzliche Herausforderung dar. Diese verstärken hochfrequente parasitäre Effekte, die bei der Auslegung von elektrischen Maschinen künftig stärker berücksichtigt werden müssen, da sie das Isoliersystem und die Motorlager erheblich belasten und Schäden verursachen können.

Das im Rahmen des Promotionsvorhabens entwickelte und stetig erweiterte HF-Modell adressiert die wissenschaftliche Fragestellung, wie bereits in frühen Phasen der Maschinenentwicklung ausschließlich auf Basis von Design- und Materialdaten die umrichterbedingten Wechselwirkungen in der Maschine vorausberechnet werden können.

Neben der Zweckmäßigkeit der Modellierungsart bestand die Herausforderung darin, die physikalische Struktur des Motors, insbesondere der Wicklung, zu berücksichtigen, da sich einzelne Spulenseiten nicht nur innerhalb einer Nut kapazitiv beeinflussen, sondern auch induktive Kopplungen zwischen allen Spulen bestehen.

Zur Bestimmung des relevanten Frequenzbereichs in der Modellierung wurde der am *Elektrotechnischen Institut (ETI)* vorhandene Doppelpulsprüfplatz verwendet, um ein SiC-Leistungshalbleitermodul zu vermessen. Das Frequenzspektrum des gemessenen Pulses wurde anschließend analysiert, woraus die Festlegung des für die Modellierung relevanten Frequenzbereichs zwischen 1 kHz und 30 MHz folgt.

Die Modellbildung bildet das Kernstück und wird in dieser Arbeit ausführlich hergeleitet. Da der Fokus auf der Entwicklung eines Modells liegt, das ausschließlich auf Designdaten einer Traktionsmaschine mit Hairpin-Wicklung basiert, ist ein frequenzabhängiger Lumped-Parameter-Ansatz auf Nut- und Spulenseiten-Ebene zweckmäßig, um alle parasitären HF-Kopplungspfade der Maschine abzubilden.

Der analytische Lösungsansatz erfordert neben der Beschreibung der Maschine selbst zudem die Definition zusätzlicher Nebenbedingungen, um alle Betriebs- und Messbedingungen zu berücksichtigen. So unterscheiden sich beispielsweise die Anschlussbedingungen am Motorklemmbrett für eine Impedanzanalyse grundlegend vom Motorbetrieb. Außerdem ist der Lösungsbereich der beiden Konstellationen unterschiedlich. Für die Berechnung der transienten Spannungsverteilung ist neben der Lösung im Frequenzbereich auch deren Transformation in den Zeitbereich erforderlich. Diese erfolgt mittels der inversen Fourier-Transformation.

Die Parametrisierung der frequenzabhängigen komplexen Ersatzschaltbildelemente des Modells wird zunächst analytisch hergeleitet und anschließend mit den Ergebnissen aus Finite-Elemente-Simulationen verglichen sowie durch Impedanzmessungen validiert. Zusätzlich wird der eigene analytische Ansatz mit dem fundamentalen und weit verbreiteten Ansatz nach Richter et al. [97–99, 142] verglichen.

In der zugehörigen Diskussion werden die Herausforderungen, Einschränkungen und Grenzen bei der Parametrisierung und Modellierung aufgezeigt und hinterfragt, da die analytische Methode zwar für bestimmte Anwendungsfälle valide ist, ihre Allgemeingültigkeit jedoch nicht gegeben ist. Zudem wird die Bedeutung einer sorgfältigen Validierung der gewählten Ansätze hervorgehoben.

Zusammengefasst betreffen die Limitationen des analytischen Ansatzes vor allem die Feldverdrängungseffekte, den Einfluss der Rotormagnete, die Abhängig-

keit von der Rotorwinkelposition sowie die strom- und arbeitspunktabhängigen Sättigungseffekte des Blechpakets. Darüber hinaus gibt es Grenzen bei der Modellierung des Wickelkopfteils der Maschine und bei der Berücksichtigung physikalischer Einflüsse, die während der Validierungsmessungen auftreten können und in der analytischen Parametrisierung nicht abbildbar sind.

Daher werden für die Parametrisierung der permanenterregten Synchronmaschine die magneto- und elektrodynamischen Finite-Elemente-Simulationsmethoden genutzt, um die komplexen Einflussfaktoren wie Sättigungseffekte, Luftspaltfluss und Rotorlage zu berücksichtigen.

Die Validierung des Gesamtmotormodells und dessen Parametrisierung erfolgt mittels vier Messaufbauten. Neben einer Impedanz- und vektoriellen Netzwerkanalyse zur Validierung der Frequenzdomäne wird der Zeitbereich sowohl durch eine transiente Spannungsanregung als auch durch die am Prüfstand messbare Gleichtaktspannung am Sternpunkt und an der Rotorwelle validiert.

Folgerichtig erlaubt die umfassende Validierung des Motormodells dessen Anwendung. So wird zunächst die umrichterbedingte Spannungsverteilung berechnet und die zugehörige Beanspruchung des Isoliersystems bewertet. Konkret wird der literarische Worst-Case-Fall hinsichtlich der Common-Mode-Belastung betrachtet, wobei explizit die Spannungsform des vermessenen SiC-Halbleitermoduls als Anfangsbedingung am Motorklemmbrett vorgegeben wird. Die Ergebnisse zeigen, dass die Spannung nichtlinear entlang der Wicklung abfällt und es örtlich aufgrund von Welleneffekten sowie kapazitiven und induktiven Kopplungen zu Spannungsüberhöhungen kommt.

Darüber hinaus erlaubt die Kenntnis über die gesamte zeitlich veränderliche Spannungsverteilung die Identifikation des ungünstigsten Zeitpunkts, an dem die maximale Spannungsbelastung jeder Spulenseite auftritt. Ferner gibt es einen Zeitpunkt, zu dem lokal die kritische Beanspruchung des Isoliersystems auftritt. Weitere Erkenntnisse werden durch den Vergleich mit der Referenzmethode der aktuell gängigen Praxis ersichtlich. So führt die Annahme eines linearen Spannungsfalls innerhalb der Wicklung zu einer wesentlichen Unterbewertung der tatsächlichen Spannungsbeanspruchung sowie der Beanspruchung des Isoliersystems des Motors. Im Hinblick auf schnellschaltende Leistungshalbleiter ist dies besonders kritisch. So verdeutlichen die Ergebnisse, dass die Berücksichtigung der hochfrequenten Spannungsanteile des Umrichtersignals, wie dies in der eigenen HF-Modellierung umgesetzt ist, für den künftigen Motorauslegungsprozess unabdingbar ist.

Ergänzend wurden mit dem HF-Motormodell Einflussanalysen zur Bewertung gezielter Maßnahmen gegen parasitäre Effekte im Motor durchgeführt. Insbesondere der Einfluss des Wickelschemas selbst wird untersucht. Dabei wird gezeigt,

dass das Wickelschema einen signifikanten, aber auch nutzbaren Einfluss auf die Spannungsverteilung, die Beanspruchung des Isoliersystems und auf die Lagerspannung hat. Schließlich lassen sich daraus Gestaltungsrichtlinien ableiten, die es ermöglichen, durch eine gezielte Leiterpositionierung das Isoliersystem weniger stark zu beanspruchen und die parasitäre Lagerspannung positiv zu beeinflussen.

Zusätzlich werden in der Einflussanalyse der Einsatz von Wellenerdungsmaßnahmen, isolierten Motorlagern und einer Schirmung zwischen Wicklung und Rotor simulativ untersucht, was zugleich ermöglicht, die Mindestanforderungen an deren Dimensionierung zu eruieren. Letztere Maßnahme soll das parasitäre elektrische Feld über den Luftspalt verhindern, sodass keine parasitären kapazitiven Ströme in die Rotorwelle einkoppeln können.

Der letzte Teil der Arbeit widmet sich der Vorstellung der aufgebauten Prototypenmaschinen und der Validierung sowie Verifizierung der simulativ untersuchten Maßnahmen anhand der gemessenen Lagerspannungen sowie durch Kapazitätssmessungen.

Zusammenfassend bestätigen die Messungen nicht nur die Validität des Modells, sondern auch die gute Wirksamkeit aller betrachteten Maßnahmen, um die Motoren vor Spannungsdurchbrüchen in den Lagern zu schützen und so die Zuverlässigkeit und Lebensdauer zu erhöhen.

Die Wellenerdungsmaßnahme zeigt für beide Varianten, resistiv und kapazitiv wirkend, eine Reduktion der Lagerspannung von über 80 %, wobei die Bauteildimensionierung für ihre Wirkung entscheidend ist.

Mit der in den Nuten eingebetteten Schirmung des aufgebauten Prototypenmotors kann die Kapazität zwischen Wicklung und Rotor um über 49 % und die Lagerspannung um ca. 44 % reduziert werden.

Das HF-Gesamtmotormodell stellt damit ein wertvolles Werkzeug dar, um die Entwicklung und Optimierung von elektrischen Maschinen voranzutreiben. Insbesondere bei der Berücksichtigung der umrichterbedingten HF-Effekte infolge des Einsatzes schnellschaltender Leistungshalbleiter erweist sich dieses Modell als zweckmäßig. Im Gegensatz zur Referenzmethodik der Praxis, die von einer linearen Spannungsverteilung ausgeht, wird im ausgearbeiteten Modell das gesamte hochfrequente Spannungsspektrum vom Umrichtersignal berücksichtigt, wodurch die Gesamtbeanspruchung deutlich umfassender analysiert werden kann. Die Methodik kann neben einer Fehler-Möglichkeiten- und Einfluss-Analyse auch einer Optimierung dienen, sodass das Design der Wicklung, die Isolationskoordination und die Materialausnutzung optimiert und letztendlich dadurch die Leistungsdichte, Zuverlässigkeit und Sicherheit der Maschine gesteigert werden können.

Ausblick

Als Ausblick auf künftige Arbeiten kann die entwickelte Methodik als Grundlage dienen, um sie auf andere bekannte Motorarten und Wicklungstechnologien zu übertragen. Konkret bezieht sich die vorliegende Arbeit auf eine Permanentmagnetsynchronmaschine mit Hairpin-Wicklung. Dennoch werden auch weiterhin andere Motortopologien, wie bspw. fremderregte Synchronmaschinen, sowie verschiedene Wicklungsarten, wie die verteilten Runddraht- oder Einzelzahnwicklungen, zum Einsatz kommen.

Ferner wurden im Rahmen der Diskussion zur Parametrisierung des Modells bestimmte Grenzen aufgezeigt. So wurde der Wickelkopf zwar mit validen Methoden berücksichtigt, steigende Rechenkapazitäten der nächsten Computergenerationen bieten jedoch die Möglichkeit, den Simulationsaufwand, insbesondere durch 3D-FEM, zu erhöhen und so die Motorstruktur genauer abzubilden. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist der Einfluss der Magnetisierungskurve des Elektroblechs auf die Parameterberechnung. Die Implementierung eines Automatismus zur Modellerstellung könnte die Anwendung der Methodik beschleunigen. Gleichzeitig wäre es damit möglich, jeden Betriebspunkt des Motors, ähnlich wie bei der klassischen Wirkungsgradkennfeldberechnung, hinsichtlich der parasitären Effekte zu analysieren. Ergänzend würde dies ermöglichen, ein globales Worst-Case-Szenario des Motorbetriebs zu identifizieren.

Aus den gewonnenen Erkenntnissen betreffs der entwickelten Nutschirmung, ist es angebracht, alternative Designs zu untersuchen oder vereinfachte Fertigungsmöglichkeiten zu eruieren, um eine wirtschaftliche Serienfertigung zu gewährleisten. Zudem ist die Frage der Dauerhaltbarkeit noch ungeklärt.

Darüber hinaus gilt es zu untersuchen, ob eine analoge Schirmung im Wickelkopfbereich des Motors, wie in [E7] gezeigt, die am Prototyp noch messbare Lagerspannung vollständig unterdrücken kann.

Abschließend ist die Validierung der vom Modell vorausberechneten kritischen Stellen hinsichtlich Teilentladungen als weiterführende Aufgabe zu betrachten. Durch eine umfassende Untersuchung von Schäden an der Wicklung und der Isolierung, sowie deren präzise Lokalisierung kann das Modell daraufhin abgeglichen werden, ob diese tatsächlich an den Stellen auftreten, für die das Modell eine hohe Spannungsbelastung und Beanspruchung des Isoliersystems vorhersagt. Eine groß angelegte Studie ist hierfür unerlässlich, um statistische Fehler und Unsicherheiten zu eliminieren, da Wicklungsschäden oft auf fertigungsbedingte Abweichungen oder Einschlüsse zurückzuführen sind und bereits mikroskopisch kleine, fertigungsbedingte Fehler sowie lokale geringfügige Spannungsüberhöhungen ausreichen, um Teilentladungen auszulösen.

Anhang

A.1 Knoten- und Maschengleichungen im Zeitbereich

$$\vec{i}_B(t) = \vec{i}_{CM,B}(t) + \vec{i}_{CM,Rotor,B}(t) + \vec{i}_L(t) \quad (A.1a)$$

$$\vec{i}_A(t) = \vec{i}_{CM,A}(t) + \vec{i}_{CM,Rotor,A}(t) + \vec{i}_L(t) \quad (A.1b)$$

$$\vec{u}_{B,WK}(t) - \vec{u}_B(t) = \mathbf{R}_{WK} \cdot \vec{i}_B(t) + \mathbf{L}_{WK} \frac{d}{dt} \vec{i}_B(t) \quad (A.1c)$$

$$\vec{u}_{A,WK}(t) - \vec{u}_A(t) = \mathbf{R}_{WK} \cdot \vec{i}_A(t) + \mathbf{L}_{WK} \frac{d}{dt} \vec{i}_A(t) \quad (A.1d)$$

$$\vec{u}_B(t) - \vec{u}_A(t) = \mathbf{R}_s \cdot \vec{i}_L(t) + \mathbf{L}_s \frac{d}{dt} \vec{i}_L(t) + \vec{u}_P(t) \quad (A.1e)$$

$$\vec{i}_{CM,B}(t) = \mathbf{C} \cdot \frac{d}{dt} (\vec{u}_B(t) - \vec{u}_{Stator}(t)) + \mathbf{G} \cdot (\vec{u}_B(t) - \vec{u}_{Stator}(t)) \quad (A.1f)$$

$$\vec{i}_{CM,A}(t) = \mathbf{C} \cdot \frac{d}{dt} (\vec{u}_{Stator}(t) - \vec{u}_A(t)) + \mathbf{G} \cdot (\vec{u}_{Stator}(t) - \vec{u}_A(t)) \quad (A.1g)$$

$$\sum \vec{i}_{CM,Rotor,B}(t) = \vec{i}_{CM,SR,B}(t) + \vec{i}_{Lager,B}(t) + \vec{i}_{Rotor}(t) \quad (A.1h)$$

$$\sum \vec{i}_{CM,Rotor,A}(t) = \vec{i}_{CM,SR,A}(t) + \vec{i}_{Lager,A}(t) + \vec{i}_{Rotor}(t) \quad (A.1i)$$

$$\vec{u}_{Rotor,B}(t) - \vec{u}_{Rotor,A}(t) = \mathbf{R}_{Rotor} \cdot \vec{i}_{Rotor}(t) + \mathbf{M}_{SR} \frac{d}{dt} (\sum \vec{i}_{CM,B}(t) - \sum \vec{i}_{CM,A}(t)) \quad (A.1j)$$

$$\vec{i}_{CM,Rotor,B}(t) = \mathbf{C}_{WR} \cdot \frac{d}{dt} (\vec{u}_B(t) - \vec{u}_{Rotor,B}(t)) \quad (A.1k)$$

$$\vec{i}_{CM,Rotor,A}(t) = -\mathbf{C}_{WR} \cdot \frac{d}{dt} (\vec{u}_A(t) - \vec{u}_{Rotor,A}(t)) \quad (A.1l)$$

$$\vec{i}_{Lager,B}(t) = -\mathbf{C}_{L,B} \cdot \frac{d}{dt} (\vec{u}_{Rotor,B}(t) - \vec{u}_{Stator}(t)) \quad (A.1m)$$

$$\vec{i}_{Lager,A}(t) = \mathbf{C}_{L,A} \cdot \frac{d}{dt} (\vec{u}_{Rotor,A}(t) - \vec{u}_{Stator}(t)) \quad (A.1n)$$

$$\vec{i}_{CM,SR,B}(t) = \mathbf{C}_{SR} \cdot \frac{d}{dt} (\vec{u}_{Rotor,B}(t) - \vec{u}_{Stator}(t)) \quad (A.1o)$$

$$\vec{i}_{CM,SR,A}(t) = -\mathbf{C}_{SR} \cdot \frac{d}{dt} (\vec{u}_{Rotor,A}(t) - \vec{u}_{Stator}(t)) \quad (A.1p)$$

$$\vec{u} = \begin{bmatrix} \vec{u}_A \\ \vec{u}_B \\ \vec{u}_{A,WK} \\ \vec{u}_{B,WK} \\ \vec{u}_P \\ \vec{u}_{\text{Rotor},A} \\ \vec{u}_{\text{Rotor},B} \\ \vec{u}_{\text{Stator}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$\vec{i} = \begin{bmatrix} \vec{i}_A \\ \vec{i}_B \\ \vec{i}_L \\ \vec{i}_{\text{Rotor}} \\ \vec{i}_{\text{CM},A} \\ \vec{i}_{\text{CM},B} \\ \vec{i}_{\text{CM,Rotor},A} \\ \vec{i}_{\text{CM,Rotor},B} \\ \vec{i}_{\text{CM},\text{SR},A} \\ \vec{i}_{\text{CM},\text{SR},B} \\ \vec{i}_{\text{Lager},A} \\ \vec{i}_{\text{Lager},B} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Die im Gleichungssystem (A.1) enthaltenen, zunächst unbekannten Spannungen und Ströme sind in den Vektoren (A.2) und (A.3) aufgeführt.

Je nach Art der Analyse und den in Abschnitt 3.3 erläuterten Nebenbedingungen für die Anschlusskonfiguration sowie je nach Motorart ergibt sich der für die Lösung notwendige Vektor der bekannten Größen. So sind beispielsweise bei der klassischen Impedanzanalyse im Differential-Mode die Spannungen am Klemmbrett bekannt. Zudem steht der Motor still, wodurch die modellierte Polradspannung \vec{u}_P den Wert Null annimmt.

B.1 Herleitung der Eindringtiefe δ und Wirbelstromkonstante α

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{B.1a})$$

$$\text{mit: } \vec{J} = \sigma \vec{E}$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{B.1b})$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{B.1c})$$

$$\text{mit: } \vec{B} = \mu \vec{H}$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (\text{B.1d})$$

$$\text{mit: } \frac{\partial}{\partial t} \rightarrow j\omega$$

$$\nabla \times \vec{H} = (\sigma + j\omega\varepsilon) \vec{E} \quad (\text{B.1e})$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\mu\omega \vec{H} \quad (\text{B.1f})$$

$$\text{mit: } j\omega\varepsilon \vec{E} = 0$$

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} \quad (\text{B.1g})$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\mu\omega \vec{H} \quad (\text{B.1h})$$

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} + \alpha^2 \vec{E} = 0 \quad (\text{B.1i})$$

$$\text{mit: } \alpha^2 = j\omega\mu\sigma$$

ergibt:

$$\alpha = \frac{1+j}{\delta} \quad (\text{B.1j})$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma\mu\omega}} \quad (\text{B.1k})$$

C.1 Gleichung der Stromdichte $\underline{J}_k(x,y)$ in vollständiger Form

$$\underline{J}_k(x,y) = \frac{\underline{\Lambda}_k + \underline{\Upsilon}_k}{\underline{\Gamma}} \quad (\text{C.1})$$

$$\begin{aligned} \underline{\Lambda}_k = & -2 \cdot \underline{i}_k \cdot \alpha \cdot b_N \cdot \left(e^{\alpha \cdot (h_L + x + 2 \cdot y)} + e^{\alpha \cdot (h_L + x)} \right. \\ & \left. - e^{\alpha \cdot (b_L + h_L + x + 2 \cdot y)} - e^{\alpha \cdot (b_L + h_L + x)} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \underline{\Upsilon}_k = & 2 \cdot \underline{H}_{\text{RB},k} \cdot \alpha \cdot b_N \cdot b_L \cdot \left(e^{\alpha \cdot (h_L + x + 2 \cdot y)} + e^{\alpha \cdot (h_L + x)} \right. \\ & - e^{\alpha \cdot (b_L + h_L + x + 2 \cdot y)} - e^{\alpha \cdot (2 \cdot h_L + x)} - e^{\alpha \cdot (b_L + h_L + x)} \\ & \left. - e^{\alpha \cdot (x + 2 \cdot y)} + e^{\alpha \cdot (b_L + 2 \cdot h_L + x)} + e^{\alpha \cdot (b_L + x + 2 \cdot y)} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \underline{\Gamma} = & \alpha \cdot b_L^3 \cdot \left(e^{\frac{\alpha \cdot (b_L + 4 \cdot h_L + 4 \cdot x + 2 \cdot y)}{2}} + e^{\frac{\alpha \cdot (b_L + 4 \cdot h_L + 2 \cdot y)}{2}} e^{\frac{\alpha \cdot (b_L + 4 \cdot x + 2 \cdot y)}{2}} - e^{\frac{\alpha \cdot (b_L + 2 \cdot y)}{2}} \right) \\ & + 2 \cdot b_L \cdot b_N \cdot \left(-e^{\alpha \cdot (2 \cdot h_L + x + y)} + e^{\alpha \cdot (x + y)} \right. \\ & \left. + e^{\alpha \cdot (b_L + 2 \cdot h_L + x + y)} - e^{\alpha \cdot (b_L + x + y)} \right) \\ & + \alpha \cdot b_L^2 \cdot \left(2 \cdot h_L \cdot \left(e^{\alpha \cdot (h_L + x)} - e^{\alpha \cdot (b_L + h_L + x + 2 \cdot y)} \right. \right. \\ & \left. \left. - e^{\alpha \cdot (b_L + h_L + x)} + e^{\alpha \cdot (h_L + x + 2 \cdot y)} \right) \right. \\ & + b_N \cdot \left(-e^{\frac{\alpha \cdot (b_L + 4 \cdot h_L + 4 \cdot x + 2 \cdot y)}{2}} - e^{\frac{\alpha \cdot (b_L + 4 \cdot h_L + 2 \cdot y)}{2}} \right. \\ & \left. \left. + e^{\frac{\alpha \cdot (b_L + 4 \cdot x + 2 \cdot y)}{2}} + e^{\frac{\alpha \cdot (b_L + 2 \cdot y)}{2}} \right) \right) \\ & + 2 \cdot \alpha \cdot b_L \cdot b_N \cdot h_L \cdot \left(-e^{\alpha \cdot (h_L + x + 2 \cdot y)} - e^{\alpha \cdot (h_L + x)} \right. \\ & \left. + e^{\alpha \cdot (b_L + h_L + x + 2 \cdot y)} + e^{\alpha \cdot (b_L + h_L + x)} \right) \end{aligned}$$

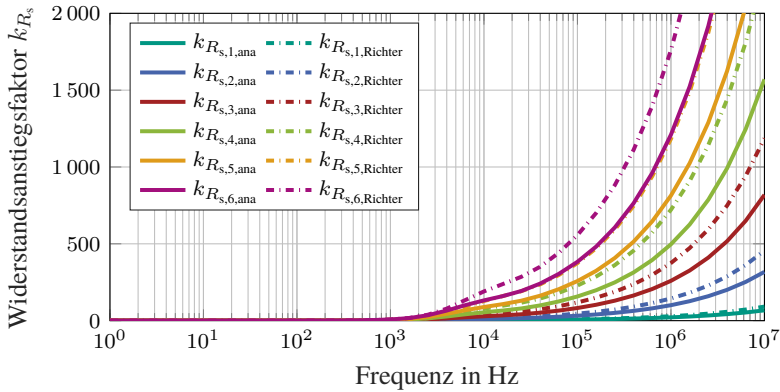


Abbildung D.1: Vergleich der analytisch berechneten Widerstandsanstiegsfaktoren $k_{R_s,i}$ nach Abschnitt 4.1.2 und dem traditionellen Ansatz nach Richter [99]

D.1 Vergleich der analytischen Widerstandsanstiegsfaktoren k_R

Die Gegenüberstellung des verbreiteten Ansatzes der einseitigen Stromverdrängung nach Richter [99], der seit Jahrzehnten als Grundlage zur analytischen Berechnung der Stromverdrängung in elektrischen Antrieben genutzt wird und dem in Abschnitt 4.1.2 vorgestellten Ansatz wird in Abb. D.1 dargestellt. Letzterer betrachtet das Nutstrefeld nicht nur als reines Querfeld, sondern berücksichtigt auch dessen Längskomponente.

Der klassische Ansatz nach Richter [99] bzw. Emde [142] basiert auf einem oder mehreren, in einer ferromagnetischen Nut übereinander liegenden, rechteckigen Leitern. Die Leiter und die Nut werden dabei als unendlich lang, letztere wird zusätzlich als unendlich tief angenommen. Für das ferromagnetische Material wird der magnetische Spannungsfall vernachlässigt und es wird angenommen, dass der magnetische Fluss bzw. das Nutquerfeld sich ausschließlich in horizontaler Richtung schließt. Auf Basis dieser Randbedingungen leitet Richter die zur Berechnung der Stromverdrängung und Widerstandsanstiegsfaktoren notwendigen Gleichungen (D.1a) - (D.1e) her.

$$k_{R_{s,i}, \text{Richter}} = \varphi(\beta) + \frac{I_u \cdot (I_u + I_p)}{I_p^2} \cdot \psi(\beta) \quad (\text{D.1a})$$

$$\varphi(\beta) = \beta \cdot \frac{\sinh 2\beta + \sin 2\beta}{\cosh 2\beta - \cos 2\beta} \quad (\text{D.1b})$$

$$\psi(\beta) = 2\beta \cdot \frac{\sinh \beta - \sin \beta}{\cosh \beta + \cos \beta} \quad (\text{D.1c})$$

$$\beta = \alpha_R \cdot h_L \quad (\text{D.1d})$$

$$\alpha_R = \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot \frac{b_L}{b_N}} \quad (\text{D.1e})$$

I_u steht dabei für den Strom der unterhalb des betrachteten Leiters fließt, I_p stellt den Strom des betrachteten Leiters selbst dar. $\varphi(\beta)$ und $\psi(\beta)$ sind Hilfsfunktionen, die von β , der sogenannten reduzierten Leiterhöhe abhängen. Diese wiederum ist selbst abhängig vom Reduktionsfaktor α_R gemäß Gleichung (D.1e). Zusammengefasst ergibt sich somit für die Widerstandserhöhungsfaktoren $k_{R_{s,i}, \text{Richter}}$ nach den vorgestellten Gleichungen die Abhängigkeit von der Frequenz des Stroms f , dem spezifischen Leitwert des Leitermaterials σ , dem Verhältnis von Leiterbreite b_L zu Nutbreite b_N , der Leiterhöhe h_L und der Anzahl übereinander liegender Leitern.

Bereits Field [98] schränkt die Gültigkeit dieser Berechnungsmethode ein. Demnach sind für die Gleichungen die Zahnköpfe im Statorblechschnitt wichtig und es muss ein ausreichend großer Abstand aller Leiter zur Nutöffnung gewährleistet sein. Andernfalls streut das Feld nahe der Nutöffnung zu stark, sodass die Annahme eines reinen Nutquerfelds ihre Gültigkeit verliert [98, 101]. Anschaulich bewiesen wird Field's Einschränkungen durch Abb. D.2. Darin werden die Stromverdrängungseffekte, korrespondierend zu Abb. 4.4, anhand den H_x - und H_y -Komponenten in der Nut bei verschiedenen Frequenzen deutlich.

Ferner bestätigen die Gegenüberstellungen in den Abb. 4.7 und D.1 diese Einschränkung. Zudem hilft die Untersuchung an dem FE-Nutmodell von Abb. D.2, ähnlich zu [101], die Relation und die Größenordnung von den Längs- und Querfeldanteilen zu ermitteln. Auf dieser Basis wurde der in Abschnitt 4.1.2 vorgestellte Ansatz ausgearbeitet.

Für die Leiter der unteren Lagen der Nut beweisen die Abb. D.2 und 4.4, dass die Annahme des reinen Nutquerfeld zutrifft und daher zulässig ist. Mit zunehmendem Leiterpositionsindex bzw. abnehmendem Abstand zur Nutöffnung darf

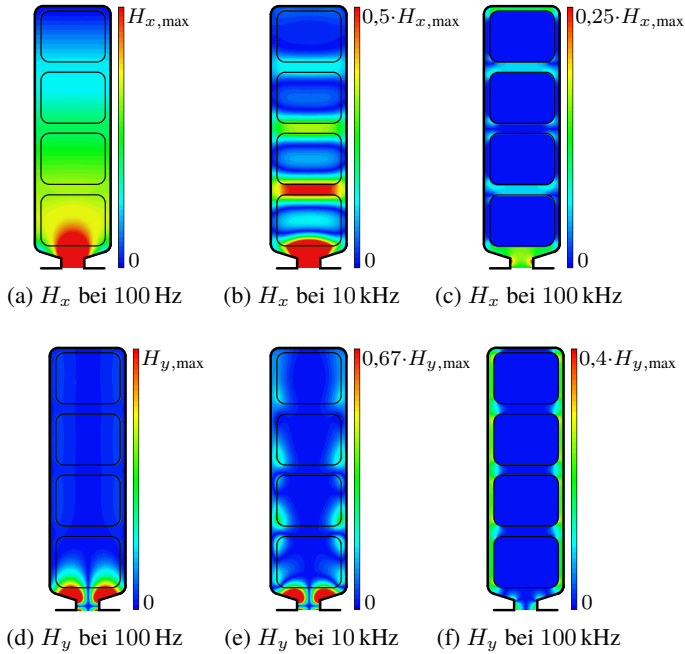


Abbildung D.2: H_x - und H_y -Komponenten in der Nut bei verschiedenen Frequenzen

jedoch das Nutlängsfeld nicht mehr vernachlässigt werden. Im oberen Nutbereich verlaufen die Feldlinien nicht mehr waagerecht, sodass sich die Änderung der magnetischen Flussdichte, insbesondere in Längsrichtung, deutlich in den Widerstandsanstiegsfaktoren der oberen Leiterlagen widerspiegelt. Wird die Abweichung zwischen beiden vorgestellten Ansätzen für alle Leiter betrachtet, ergibt sich eine mittlere Abweichung über den gesamten Frequenzbereich zwischen $\text{MAPE}_{R_{s,1}} = 4,97\%$ für Leiter 1 und $\text{MAPE}_{R_{s,6}} = 190,53\%$ für Leiter 6. Die vollständige Auflistung der mittleren Abweichungen ist Tabelle D.1 zu entnehmen.

Faktor	Abweichung (MAPE)
$k_{R_s,1}$	4,97 %
$k_{R_s,2}$	19,57 %
$k_{R_s,3}$	46,38 %
$k_{R_s,4}$	84,25 %
$k_{R_s,5}$	132,47 %
$k_{R_s,6}$	190,53 %

Tabelle D.1: Abweichungen (MAPE) zwischen den analytisch berechneten Widerstandsanstiegsfaktoren $k_{R_s,i}$ nach Abschnitt 4.1.2 und dem traditionellen Ansatz nach Richter [99]

E.1 Weiterführende FE-Ergebnisse

FE-Ergebnis der Kapazitäten C

Die Abb. E.1 zeigt das Ergebnis der elektrodynamischen FE-Simulation in Abhängigkeit von der Frequenz. Die Darstellung stützt die Annahme, dass die Kapazitäten C_{xy} von Abschnitt 4.5.1 und 4.5.1 bzw. die C -Matrix in Abb. 5.3 (a) als konstant angenommen werden können.

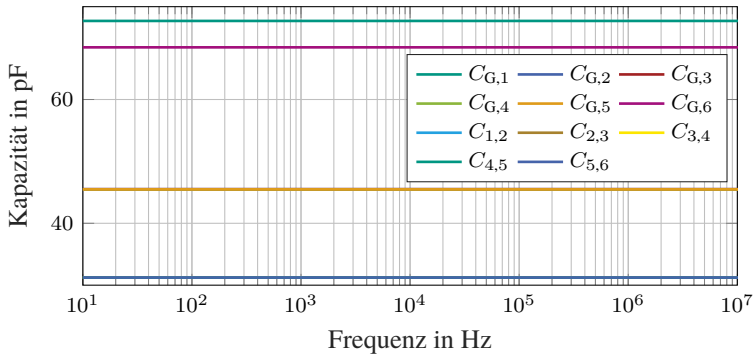


Abbildung E.1: FE-Ergebnis der Kapazitäten C_{xy}

Vergleich der Induktivitätsfaktoren $k_{L_{ij}}$

Abb. E.2 dient der Vervollständigung von Abschnitt 4.5.4 hinsichtlich der Darstellung der Induktivitätsfaktoren $k_{L_{i,j}}$ für die Gegeninduktivitäten. Der Vergleich der mittleren Abweichungen ist in Tabelle 4.4 von Abschnitt 4.5.4 aufgeführt.

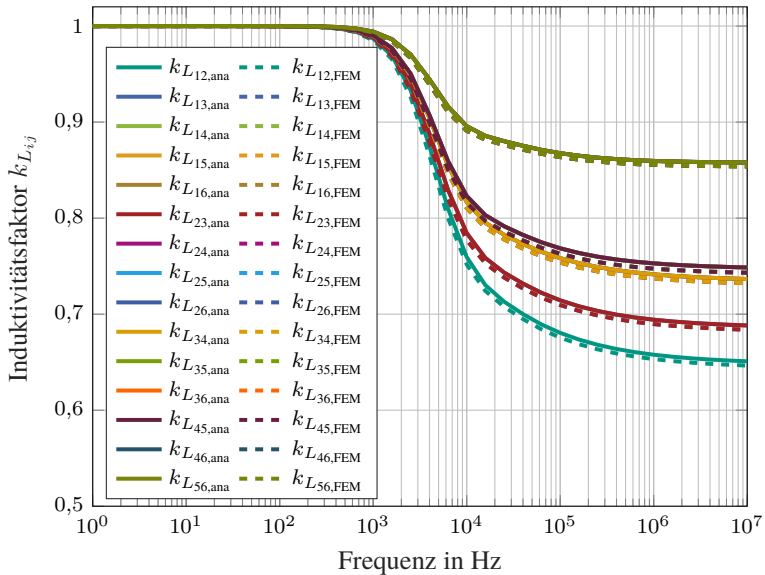


Abbildung E.2: Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Induktivitätsfaktoren $k_{L_{ij}}$ der Gegeninduktivitäten

F.1 Berechnung der Messunsicherheiten

Die Messunsicherheiten der einzelnen Validierungsmessungen wurden auf Grundlage der Angaben zu den Messgenauigkeiten in den Datenblättern sowie mittels Gleichung (F.1) berechnet [143].

$$Q(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (k_i \cdot q(x_i))^2} \tag{F.1}$$

Dabei steht Q für die erweiterte Unsicherheit der zu bestimmenden Messgröße y , k_i für den Sensitivitätskoeffizient, der das Vertrauensniveau festlegt und x_i für die Einflussgröße auf die Unsicherheitsbeiträge q_i für jede einzelne Größe. Das Vertrauensniveau wurde für alle Berechnungen auf 95 % festgelegt.

Messeinfluss/Messgerät	Messgröße	Messbereich	Messunsicherheit
Impedanz-analysator	Impedanz	<1 MHz	0,1 %
		<3 MHz	0,5 %
		<10 MHz	1 %
		<50 MHz	10 %
Funktions-generator	Spannung	<80 MHz	0,175 %
Vektor Netzwerk-analysator	Übertragungs-funktion	<1 MHz	0,3 %
		<10 MHz	5 %
		<50 MHz	10,5 %
Oszilloskop	Spannung	<350 MHz	0,02 %
Tastkopf	Spannung	<500 MHz	0,5 %
Leitung		<500 MHz	1 %
Kohlepinsel	Spannung	<10 kV	5 %

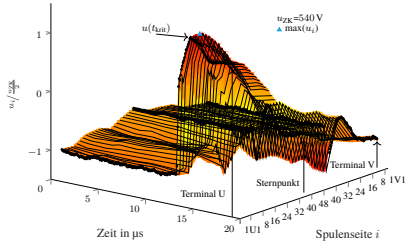
Tabelle F.1: Messungenauigkeit der Messgeräte

G.1 Umrichterbedingte Spannungsverteilung und Beanspruchung des Isoliersystems

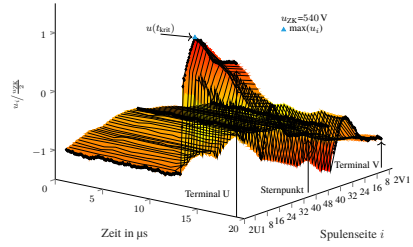
Im Folgenden werden die umrichterbedingten Spannungsverläufe in dreidimensionaler Darstellung für alle Parallelzweige jedes Strangs der in Abschnitt 7.1 untersuchten Wickelschemata dargestellt. Des Weiteren werden zur Vollständigkeit von Abschnitt 7.1 die kumulierten maximalen Spannungsverteilungen in Abb. G.5 und die maximalen Leiter-Leiter-Beanspruchung hinsichtlich des Isoliersystems in Abb. G.6 für die zwei Wickelschemata WS_{Var3} und $WS_{ungeseht}$ dargestellt.

Das $WS_{ungeseht}$ ist nach Abb. 7.2 (b) ohne Sehnung aufgebaut. Die beiden Parallelzweige jedes Strangs haben ihre Anschlüsse am Motorklemmbrett auf die beiden Lage 1 und Lage 6 verteilt. Demgegenüber ist das Wickelschema WS_{Var3} , wie aus Abb. 7.2 (a) ersichtlich, eine Spiegelung des Wickelschemas WS_{Var1} , so dass die erste Spulenseite beider Parallelzweige jedes Strangs in der sechsten Lage liegen. Hinsichtlich der Spannungsdifferenz zwischen Wicklung und Motorwelle repräsentiert dieses Wickelschema die Worst-Case-Betrachtung.

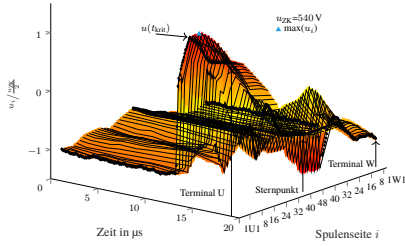
Das Histogramm in Abb. G.7 zeigt für alle vier untersuchten Wickelschemata die kumulierte Anzahl der Spulenseiten hinsichtlich ihrer maximalen Spannungsbeanspruchung und spiegelt zugleich die Beanspruchung der Hauptisolierung wider. Abb. G.8 zeigt analog das Histogramm zur maximalen Leiter-Leiter-Beanspruchung hinsichtlich des Isoliersystems.



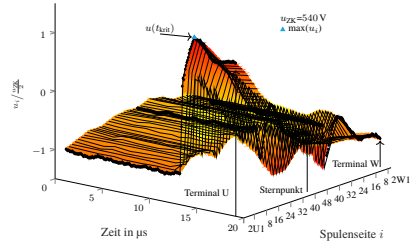
(a) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 1U1 und 1V1



(b) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 2U1 und 2V1

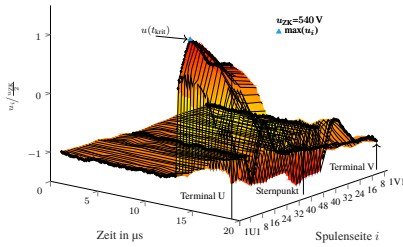


(c) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 1U1 und 1W1

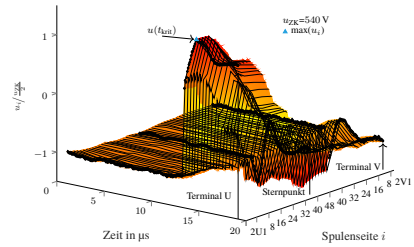


(d) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 2U1 und 2W1

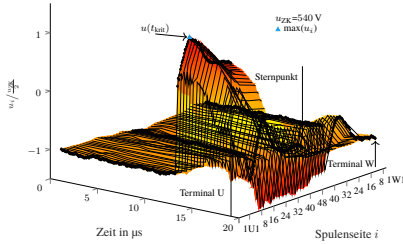
Abbildung G.1: Spannungsverteilung für das Wickelschema WS_{Var1} unmittelbar vor und nach dem ersten Schaltzeitpunkt bei ca. 14 μs



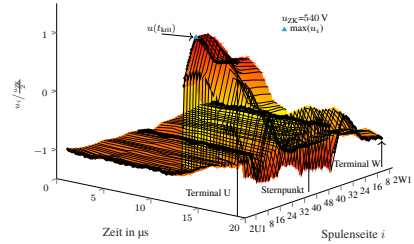
(a) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 1U1 und 1V1



(b) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 2U1 und 2V1

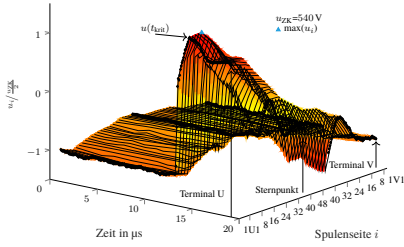


(c) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 1U1 und 1W1

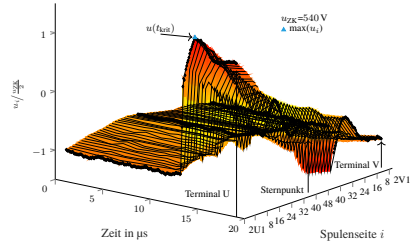


(d) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 2U1 und 2W1

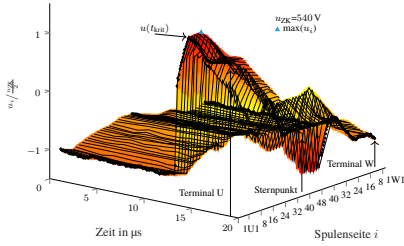
Abbildung G.2: Spannungsverteilung für das Wickelschema WS_{Var2} unmittelbar vor und nach dem ersten Schaltzeitpunkt bei ca. 14 μs



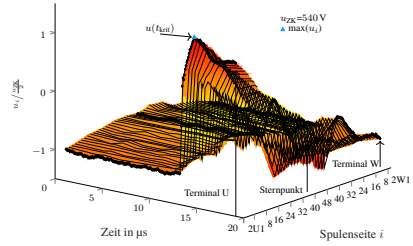
(a) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 1U1 und 1V1



(b) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 2U1 und 2V1

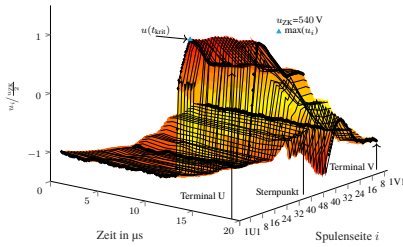


(c) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 1U1 und 1W1

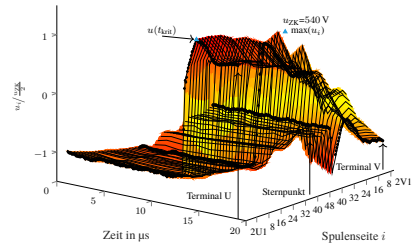


(d) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 2U1 und 2W1

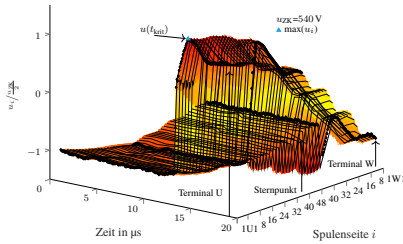
Abbildung G.3: Spannungsverteilung für das Wickelschema WS_{Var3} unmittelbar vor und nach dem ersten Schaltzeitpunkt bei ca. 14 μs



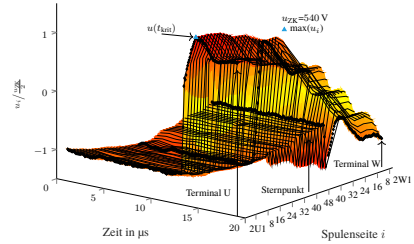
(a) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 1U1 und 1V1



(b) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 2U1 und 2V1



(c) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 1U1 und 1W1



(d) Spannungsverteilung zwischen den Anschlussklemmen 2U1 und 2W1

Abbildung G.4: Spannungsverteilung für das Wickelschema WS_{ungeseht} unmittelbar vor und nach dem ersten Schaltzeitpunkt bei ca. $14 \mu s$

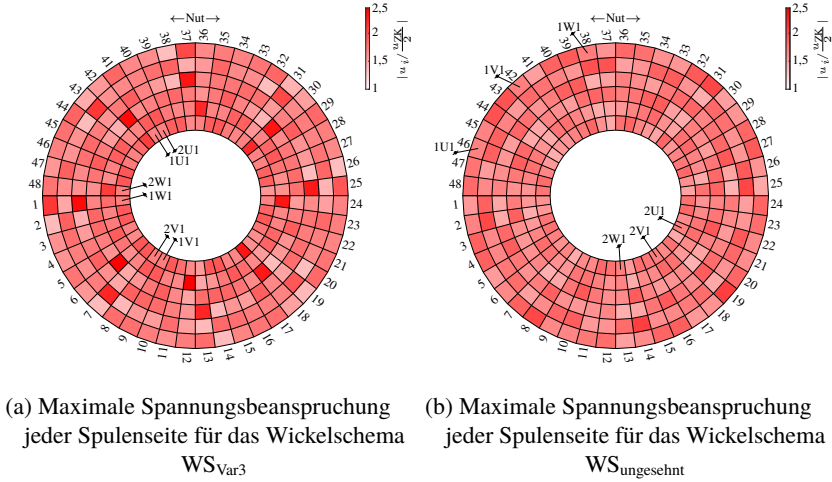


Abbildung G.5: Kumulierte Darstellung der maximalen Spannungsbeanspruchung jeder Spulenseite über alle Zeitpunkte der PWM-Periode gemäß Abb. 5.13

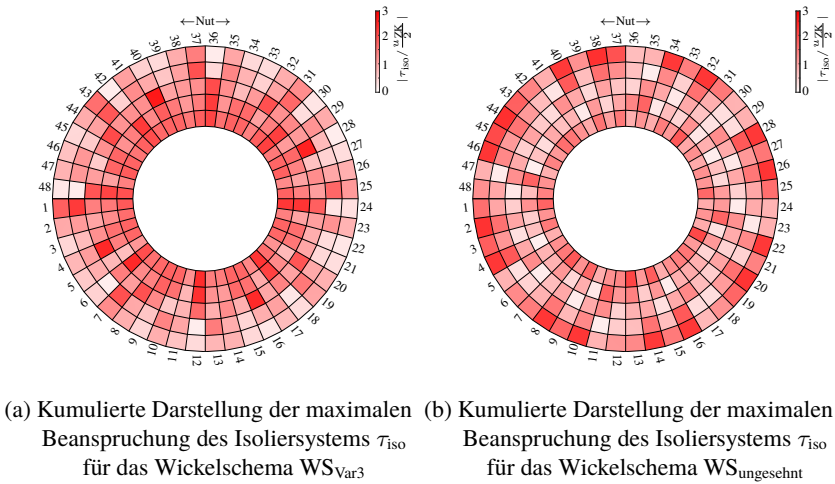


Abbildung G.6: Kumulierte Darstellung der maximalen Leiter-Leiter-Beanspruchung hinsichtlich des Isoliersystems jeder Spulenseite über alle Zeitpunkte der PWM-Periode gemäß Abb. 5.13

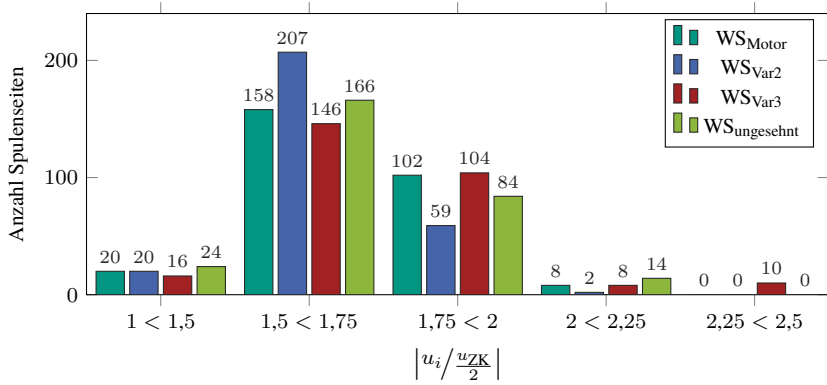


Abbildung G.7: Histogramm zur Spannungsbeanspruchung der Wicklung und der Hauptisolierung für vier verschiedene Wickelschemata

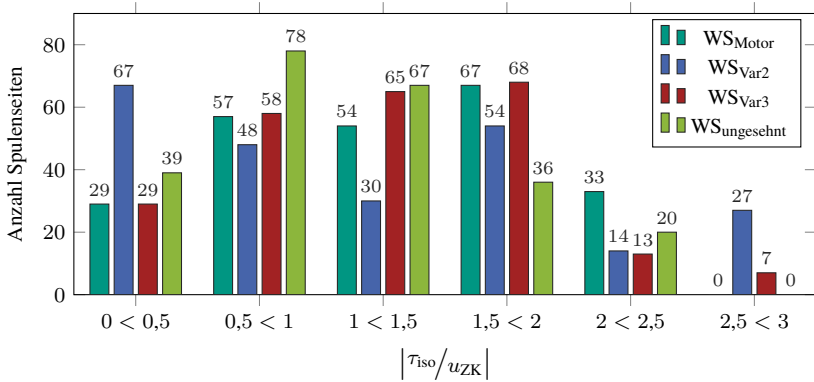


Abbildung G.8: Histogramm zur Leiter-Leiter-Beanspruchung bezüglich des Isoliersystems für vier verschiedene Wickelschemata

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

AC	Wechselstrom (engl. Alternating Current)
AK	Anschlussklemme
AP	Arbeitspunkt
BVR	Bearing-Voltage-Ratio
CM	Common-Mode
DC	Gleichstrom (engl. Direct Current)
DM	Differential-Mode
EDM	Electric Discharge Machining
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESB	Ersatzschaltbild
ETI	Elektrotechnisches Institut
FE	Finite-Elemente
FEM	Finite-Elemente-Methode
FESM	Fremderregte Synchronmaschine
FFT	Fast-Fourier-Transformation
GaN	Gallium-Nitrid
HF	Hochfrequenz
IGBT	Insulated-Gate-Bipolar-Transistor
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
KOSY	Koordinatensystem
LCR	Induktivität-Kapazität-Widerstand
MAPE	Mittlerer prozentualer absoluter Fehler (engl. Mean Absolute Percentage Error)

MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistor
NVH	Geräusch, Vibration, Rauigkeit (engl. Noise, Vibration, Harshness)
OF	Überschwingfaktor (engl. Overshoot Factor)
PDIV	Teilentladungseinsetzspannung (engl. Partial Discharge Inception Voltage)
PKW	Personenkraftwagen
PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsdauermodulation
PWR	Pulswechselrichter
REM	Rasterelektronenmikroskop
RMSE	Wurzel des mittleren quadratischen Fehlers (engl. Root Mean Squared Error)
RPDIV	Repetierende Teilentladungseinsetzspannung (engl. Repetitive Partial Discharge Inception Voltage)
Si	Silizium
SiC	Silizium-Carbid
SP	Sternpunkt
SS	Spulenseite
WAPE	Gewichteter absoluter prozentualer Fehler (engl. Weighted Average Percentage Error)

Griechische Formelzeichen

α	Wirbelstromkonstante
α_R	Reduktionsfaktor
β	Reduzierte Leiterhöhe
Γ	Hilfsterm zur Berechnung der Stromdichte
δ	Eindringtiefe
δ_{Eisen}	Eindringtiefe des Eisenblechs
$\tan(\delta)$	Verlustfaktor
ΔA	Flächenänderung
ε_0	Elektrische Feldkonstante
ε_r	Permittivität bzw. dielektrische Leitfähigkeit
λ	Eigenwert
λ_{\min}	Minimale Wellenlänge

Λ	Hilfsterm zur Berechnung der Stromdichte
μ_0	Magnetische Permeabilität im Vakuum
μ_{eff}	Effektive magnetische Permeabilität
μ_r	Relative magnetische Permeabilität
$\mu_{r,\text{Fe}}$	Relative magnetische Permeabilität von Eisen
$\rho_{\text{mag},\sigma}$	Magnetische Energiedichte
σ	Leitfähigkeit
σ_{Eisen}	Leitfähigkeit von Eisen
τ	Zeitkonstante
$\tau_{1/2}$	Schaltdauer
τ_{iso}	Elektrische Beanspruchung des Isoliersystems
τ_p	Polteilung
Υ	Hilfsterm zur Berechnung der Stromdichte
φ_z	Phase der Impedanz
$\varphi(\beta)$	Hilfsfunktion zur Berechnung der Widerstandserhöhung
ϕ_h	Hysteresewinkel
$\phi_{xy/z}$	Flussrichtung in xy -/ z -Richtung
Φ	Eigenfunktion
Φ_0	Common-Mode-Fluss
Φ_h	Hauptfluss
Φ_σ	Streufluss
$\psi(\beta)$	Hilfsfunktion zur Berechnung der Widerstandserhöhung
Ψ	Elektrisches Skalarpotential
ω	Kreisfrequenz

Lateinische Formelzeichen

a	Anzahl der parallelen Zweige pro Strang
a_{PWM}	Aussteuergrad
A	magnetisches Vektorpotential
A_{xy}	Fläche in der xy -Ebene
b	Breite
b_L	Leiterbreite
b_N	Nutbreite
B	Magnetische Induktion
$B_{p,\text{PM}}$	Anteil der Permanentmagneterregung an der Hauptwelleninduktion

BVR	Lagerspannungsverhältnis (engl. Bearing-Voltage-Ratio)
c	Eisenfüll- oder Eisenstapelfaktor
c_0	Lichtgeschwindigkeit in freiem Raum
C	Kapazität
$C_g, C_{g1/g2}$	Modell-Kapazität zwischen Wicklung und Stator
C_G	Kapazität zwischen Leiter und Statorblechpaket
C_{ij}	Kapazität zwischen zwei Leitern
$C_{L,A/B}$	Kapazität des A-/B-Lagers
C_{RAS}	Kapazität zwischen Rotor und Abschirmung
C_{RE}	Ersatzkapazität
C_{RS}, C_{SR}	Kapazität zwischen Rotor und Stator
C_{SAS}	Kapazität zwischen Stator und Abschirmung
C_{WAS}	Kapazität zwischen Wicklung und Abschirmung
C_{WED}	Kapazität des Wellenerdungsringes
C_{WR}	Kapazität zwischen Wicklung und Rotor
C_{WS}	Kapazität zwischen Wicklung und Stator
d	Abstand
d_B	Bohrungsdurchmesser
d_{Blech}	Dicke eines Statoreinzelblechs
d_{max}	Maximaler Abstand
d_{min}	Minimaler Abstand
$d_{R,a}$	Rotoraußendurchmesser
$d_{R,i}$	Rotorinnendurchmesser
$d_{S,a}$	Statoraußendurchmesser
d_{xy}	Abstand in der xy -Ebene
D	Verschiebungsflussdichte
E	Elektrische Feldstärke
E_{mag}	Magnetische Energie
$E_{mag,\sigma}$	Magnetische Energie des Streufeldes
f	Frequenz
f_{in}	Frequenz der Eingangsspannung
G	Transfer-/Übertragungsfunktion
G_G	Leitwert gegenüber dem Statorblechpaket
$G_{i,j}$	Leitwert zwischen zwei Leitern
h_L	Leiterhöhe
h_N	Nuthöhe
H	Magnetische Feldstärke

$H _{\text{Isolierung}}$	H-Feld im Gebiet mit Isoliermaterial
$H _{\text{Kupfer}}$	H-Feld im Gebiet mit Kupfer
$\underline{H}_{\text{RB}}$	Randbedingung für die Stromdichte
$H_{x/y}$	Magnetische Feldstärke in x -/ y -Richtung
$i_{\text{A/B}}$	Strom an der A-/B-Seite der Wicklung
$i_{\text{CM,Rotor,A/B}}$	Strom an der A-/B-Seite des Rotors
$i_{\text{CM,SR,A/B}}$	Strom an der A-/B-Seite zwischen Stator und Rotor
$i_{j,U/V/W,1}$	Strom am Wicklungsanfang von Strang U/ V/ W - Zweig j
$i_{j,U/V/W,z_N}$	Strom am Wicklungsende von Strang U/ V/ W - Zweig j
i_L	Strom in der Induktivität
$i_{\text{Lager,A/B}}$	Strom im A-/ B-Lager
i_{LCR}	Analysestrom des Impedanzanalysators
i_{max}	Maximalstrom
i_{Rotor}	Strom in der Rotorwelle
i_{WED}	Strom im Wellenerdungsring
I^*	Konjugiert-komplexer Strom-Effektivwert
I_C	Strom in der Kapazität
I_G	Strom im Leitwert
I_p	Strom im betrachteten Leiter
I_u	Strom unterhalb des betrachteten Leiters
J	Stromdichte
J^*	Konjugiert-komplexe Stromdichte
k_i	Konstante
k_{L_s}	Induktivitätsfaktor
k_{R_s}	Widerstandsanstiegsfaktor
$k_{R_s,\text{Richter}}$	Widerstandsanstiegsfaktor nach Richter
l	Länge
l_{Eisen}	Eisenlänge
l_{id}	Ideelle Länge
l_{sys}	Leiterlänge des untersuchten Systems
L	Länge des Flusspfads
L_σ	Nutstreuinduktivitäten der einzelnen Leiter
L_c	Induktivität der Zuleitung
L_{mag}	Magnetisierungsinduktivität
L_s	Statorinduktivität des Leiters in der Nut
L_s	Statorstreuinduktivität des Modells aus der Literatur
L_{WK}	Induktivität des Leiters im Wickelkopf

L_T - R_T - C_T	ESB-Kombination
m	Anzahl der Stränge
m_η	Modulationsindex
$M_{i,j}$	Gegeninduktivität zwischen zwei Leitern
M_{\max}	Maximales Moment
M_{SR}	Gegeninduktivität zwischen Stator und Rotor
n_{\max}	Maximaldrehzahl
N_f	Anzahl der betrachteten Frequenzstützstellen
N_L	Anzahl der Leiter pro Nut
N_{Lam}	Anzahl der Statoreinzelbleche
N_N	Anzahl der Nuten
p	Polpaarzahl
P_N	Bemessungsleistung
q	Lochzahl
q_i	Unsicherheitsbeiträge
Q	Ladung
$Q_{C,WED}$	Kapazitiver Ladungsanteil im Wellenerdungsring
$Q_{R,WED}$	Resistiver Ladungsanteil im Wellenerdungsring
$Q(y)$	Erweiterte Messunsicherheit
r_{i12}	Abstand zwischen zwei Teilleiterstücken
R_{Rotor}	Widerstand der Rotorwelle
R_e	Widerstand zur Berücksichtigung der Wirbelstromverluste
$R_{Eisen,xy/z}$	Reluktanzen in der xy -/ z -Ebene des Eisens
R_g	Motorgehäusewiderstand
$R_{Luft,xy/z}$	Reluktanzen in der xy -/ z -Ebene der Luft
R_s	Widerstand des Leiters in der Nut
R_{SAS}	Widerstand zwischen Stator und Abschirmung
R_{WED}	Widerstand des Wellenerdungsring
R_{WK}	Widerstand des Leiters im Wickelkopf
S	Dissipierte Leistung
$s_{U,V,W}$	Schaltzustand des Leistungshalbleiter
t	Zeit
t_{krit}	Kritischer Zeitpunkt
t_r	Anstiegszeit
u	Spannung
u_{CM}	Gleichtakt-/ Common-Mode-Spannung
u_{DS}	Drain-Source-Spannung

u_{in}	Eingangsspannung
$u_{j,U1-V1/W1}$	Potentialdifferenz zwischen den Anschlussklemmen der Stränge U/ V/ W - Zweig j
$u_{j,U/V/W,1}$	Potential am Wicklungsanfang von Strang U/ V/ W - Zweig j
$u_{j,U/V/W,z_N}$	Potential am Wicklungsende von Strang U/ V/ W - Zweig j
u_L	Lagerspannung
$u_{\text{LCR},+/-}$	Potential an der Signal-/ Masseklemme des Impedanzanalysators
u_{SP}	Potential am Sternpunkt
u_{Stator}	Potential am Statorblechpaket
$u_{U0/V0/W0}$	Phasennullspannungen
$u_{\text{Welle,A/B}}$	Potential an der A-/ B-Seite der Welle
$u_{\text{WK,A/B}}$	Potential an der A-/ B-Seite des Wickelkopfs
u_{ZK}	Zwischenkreisspannung
U_N	Bemessungsspannung
$U_{C,G}$	Spannung zur Berechnung des Verlustfaktors
v_c	Wellenausbreitungsgeschwindigkeit
w_{sp}	Spulenwindungszahl
W	Weite des Flusspfads
x_i	Einflussgröße
x_n	Spulenseitenindex
$x(t)$	Signal im Zeitbereich
$x[n]$	Diskretes Signal im Zeitbereich
$X(f)$	Signal im Frequenzbereich
$X[k]$	Diskretes Signal im Frequenzbereich
z_N	Anzahl der Leiter pro Parallelzweig eines Strangs
Z	Impedanz der Gesamtwicklung
Z_C	Impedanz einer Kapazität
Z_{Motor}	Impedanz des Referenzmotors
Z_{Rotor}	Impedanz des Rotors
Z_{Stator}	Impedanz des Stators
$Z_{U,V,W}$	Impedanz der Wicklung
Z_{WK}	Impedanz des Wickelkopfs

Abbildungsverzeichnis

1.1	Schnittbilder eines Hairpin-Stators	2
1.2	Darstellung der Struktur und des Inhalts der Arbeit	4
2.1	Prinzipieller Aufbau und Überblick über die wichtigsten Bestandteile des Isoliersystems in Elektromotoren nach [16]	9
2.2	Ursachen des unsymmetrisch umlaufenden magnetischen Flusses [27]	12
2.3	Ideal sinusförmige und PWM-modulierte Soll-Ausgangsspannung der drei Phasennullspannungen u_{U0} , u_{V0} , u_{W0} normiert auf u_{ZK} und resultierende CM-Spannung eines Zwei-Level-PWRs	13
2.4	Kapazitive, nicht-zirkulierende Lagerströme verursacht durch die hochfrequente CM-Spannung in Anlehnung an [33]	14
2.5	Parasitäre Kapazitäten in einer elektrischen Maschine nach [33]	16
2.6	Einteilung der umrichterbedingten Lagerströme nach [40]	17
2.7	Prinzipdarstellung der HF-Motorstruktur zur Berechnung des BVRs nach [14]	19
2.8	Elektrische Schäden am Lager-Innenring	20
2.9	Prinzipdarstellung der Zirkular-Lagerströme in einer Motorstruktur ohne mechanische Last nach [33]	20
2.10	Unterscheidung der HF-Modellierungsarten	22
2.11	Unterscheidung der HF-Modelltopologien	26
2.12	Ausgangsspannung eines Frequenzumrichters sowie die zugehörige Hüllkurve des Frequenzspektrums - jeweils normiert auf die halbe Zwischenkreisspannung $u_{ZK}/2$ nach [66, 67]	29
2.13	Drain-Source Spannung beim Schaltvorgang	30
3.1	Gesamtstruktur des Lumped-Parameter-Motormodells	34

3.2	Lumped-Parameter-Modellierung der Wicklung bzw. von Z_{WK} und $Z_{U,V,W}$ in Abb. 3.1 - exemplarisch für eine Nut mit N_L Spulenseiten	35
3.3	Exemplarische Wickelschemata mit $N_N = 12$, Lochzahl $q = 2$ über zwei Polteilungen (+) und (-)	38
3.4	Anschlusskonfigurationen am Impedanzanalysator - exemplarisch für eine dreisträngige Wicklung mit zwei Parallelzweigen	40
3.5	Flussdiagramm zur Lösung des Modells	44
4.1	Methodik zur Berechnung der Kapazitäten unter Berücksichtigung von schrägen Flächenkombinationen	48
4.2	Anpassung der Nutgeometrie und des Koordinatensystems für die analytische Berechnung	51
4.3	Geometrie der Nutöffnung	54
4.4	Mittels FEM berechnete Stromdichte J und Feldlinien in einer Nut infolge von Stromverdrängung bei verschiedenen Frequenzen	55
4.5	Hilfsdarstellung zur Berechnung des magnetischen Widerstands eines laminierten Statorblechpakets	61
4.6	BH -Kennlinie eines Elektroblechs zur Veranschaulichung der Methoden der „Komplexen Permeabilität“ und „Frozen Permeability“	63
4.7	Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Widerstandsanstiegsfaktoren $k_{R_{s,i}}$	71
4.8	Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Induktivitätsfaktoren $k_{L_{s,i}}$ der Statorinduktivitäten	73
4.9	Vergleich der Impedanzkurve hinsichtlich der analytisch und numerisch berechneten Parametrisierungen sowie der gemessenen Impedanzkurve des Stators ohne Rotor in DM-Konfiguration für Parallelzweig 1U	74
5.1	Widerstandsanstiegsmatrix \mathbf{k}_{R_s} -Matrix der 18 Spulenseiten eines halben Pols für 1 kHz und 10 MHz	80
5.2	Realteil der Induktivitätsfaktormatrizen \mathbf{k}_{L_s} -Matrix der 18 Spulenseiten eines halben Pols für 1 kHz und 10 MHz	81
5.3	Kapazitätsmatrix \mathbf{C} und Konduktivitätsmatrix \mathbf{G} der 18 Spulenseiten eines halben Pols	82
5.4	Messaufbau zur transienten Spannungsmessung	84
5.5	Messaufbau zur Messung der Common-Mode Spannung mittels Vektor-Netzwerkanalysator	86

5.6	Messaufbau zur Messung der Common-Mode Spannung am Sternpunkt und an der Rotorwelle	87
5.7	Mess- und Simulationsergebnis für die Rotorwinkelposition quer zur Magnetisierungsrichtung - Differential-Mode (DM)	88
5.8	Mess- und Simulationsergebnis für die Rotorwinkelposition quer zur Magnetisierungsrichtung - Common-Mode (CM)	89
5.9	Veranschaulichung der Wicklungsstränge durch Darstellung der Spulenseiten (SS) mit Angabe ihrer Positionierung in der Nut (N) und Lage (L)	90
5.10	Gemessene und simulierte Spannungsverteilung des Strangs U bei unterresonanter sinusförmiger Spannungsanregung mit $f_{in} = 70 \text{ kHz}$	91
5.11	Gemessene und simulierte Spannungsverteilung des Strangs U bei überresonanter sinusförmiger Spannungsanregung mit $f_{in} = 1,5 \text{ MHz}$	92
5.12	Mess- und Simulationsergebnis zur Validierung der Common-Mode-Übertragungsfunktion G_{CM} von Motorklembrett zum Sternpunkt	93
5.13	Mess- und Simulationsergebnis der Common-Mode Spannungen gegenüber Nullpotential am Motorklembrett u_{CM} , am Sternpunkt u_{SP} und an der A- sowie B-Seite der Welle $u_{Welle,A/B}$	94
6.1	Spannungsverteilung der ersten Parallelzweige nach der positiven Schaltflanke mit Modulationsindex $m_{\eta} = 0 \%$	98
6.2	Spannungsfall zwischen den Anschlussklemmen (AK) bzw. entlang der Wicklungszweige zum kritischen Zeitpunkt $t_{krit} = 0,78 \mu\text{s}$	99
6.3	Spannungsfall zwischen den Anschlussklemmen (AK) bzw. entlang der Wicklungszweige zum Zeitpunkt des globalen Spannungsmaximums bei $t = 0,81 \mu\text{s}$	100
6.4	Darstellung der umrichterbedingten Spannungsbeanspruchung nach Anregung mit der Spannungsform von Abb. 2.13	101
6.5	Darstellung der umrichterbedingten Leiter-Leiter-Beanspruchung τ_{iso} nach Anregung mit der Spannungsform von Abb. 2.13 sowie unter Annahme eines linear-ohmschen Spannungsfalls	103
7.1	Abstrahierte Darstellung der Wickelschema-Varianten WS_{Var1} und WS_{Var2} mit farblich aufsteigendem Spulenseitenindex	108

7.2	Abstrahierte Darstellung der Wickelschema-Varianten WS_{Var3} und $WS_{\text{ungesehnt}}$ mit farblich aufsteigendem Spulenseitenindex . .	109
7.3	Simulationsergebnis der Impedanzkurve für vier verschiedene Wickelschemata	110
7.4	Dreidimensionale Darstellung der Spannungsverteilung des Zeitabschnitts um den ersten Schaltvorgang der PWM-Periode aus Abb. 5.13 für die Wickelschemata WS_{Var1} und WS_{Var2}	112
7.5	Spannungsfall zwischen den Anschlussklemmen (AK) bzw. entlang der Wicklungszweige zum Zeitpunkt t_{krit} für WS_{Var1} und WS_{Var2}	114
7.6	Kumulierte Darstellung der maximalen Spannungsbeanspruchung jeder Spulenseite über alle Zeitpunkte der PWM-Periode gemäß Abb. 5.13	115
7.7	Simulationsergebnis der B-seitigen Lagerspannung für die vier verschiedenen Wickelschemata	116
7.8	Simulationsergebnis der Übertragungsfunktion der B-seitigen Lagerspannung für vier verschiedene Wickelschemata	117
7.9	Kumulierte Darstellung der maximalen Leiter-Leiter-Beanspruchung hinsichtlich des Isoliersystems jeder Spulenseite über alle Zeitpunkte der PWM-Periode gemäß Abb. 5.13	119
7.10	Simulationsergebnis der Lagerspannung u_{Lager} und des Wellenerndungsringstroms i_{WED} zur Sensitivitätsanalyse von fünf Wellenerndungsring-Kapazitäten C_{WED}	122
7.11	Simulationsergebnis der Ladung Q in den Lagern sowie im Wellenerndungsring hinsichtlich der Sensitivitätsanalyse von fünf Wellenerndungsring-Kapazitäten C_{WED}	123
7.12	Simulationsergebnis der Übertragungsfunktion der B-seitigen Lagerspannung für fünf kapazitiv wirkende Wellenerndungsringe	124
7.13	Simulationsergebnis der Lagerspannung u_{Lager} und des Wellenerndungsringstroms i_{WED} zur Sensitivitätsanalyse von fünf Wellenerndungsring-Widerständen R_{WED}	125
7.14	Simulationsergebnis des Wellenerndungsringstroms i_{WED} zerlegt in seine resistiven ($i_{\text{R,WED}}$) und kapazitiven ($i_{\text{C,WED}}$) Anteile . .	126
7.15	Simulationsergebnis der Ladung des Wellenerndungsringstroms Q_{WED} zerlegt in seine resistiven ($Q_{\text{R,WED}}$) und kapazitiven ($Q_{\text{C,WED}}$) Anteile	127
7.16	Simulationsergebnis der Übertragungsfunktion der B-seitigen Lagerspannung für sechs resistiv wirkende Wellenerndungsringe .	128
7.17	Erweitertes HF-Ersatzschaltbild zur Berechnung des $BVRs _{\text{AS}}$.	129

7.18	Szenarien zur prinzipiellen Wirkung der zusätzlichen Schirmung	130
7.19	Simulationsergebnis der Lagerspannung u_{Lager} hinsichtlich einer zusätzlichen nicht-geerdeten Rotorschirmung für die $R_{\text{SAS}} \rightarrow \infty$ gilt	132
7.20	Simulationsergebnis der Übertragungsfunktion der B-seitigen Lagerspannung hinsichtlich einer zusätzlichen nicht-geerdeten Rotorschirmung für die $R_{\text{SAS}} \rightarrow \infty$ gilt	133
7.21	Simulationsergebnis der Lagerspannung u_{Lager} hinsichtlich einer zusätzlichen nicht idealen Rotorschirmung	134
7.22	Simulationsergebnis der Lagerströme $i_{\text{L,A}}$ und $i_{\text{L,B}}$ sowie des Wellenerdungsringstroms i_{WED} hinsichtlich des Einsatzes von isolierten Lagern	135
7.23	Ladung Q , die während der PWM-Periode über die Lager und den Wellenerdungsring fließt	136
8.1	Foto des verwendeten Motorprüfstands zur experimentellen Validierung des HF-Motormodells sowie zur Verifizierung der Maßnahmen gegen parasitäre Effekte	138
8.2	Validierung der Wellenerdungsmaßnahme mittels kapazitivem Erdungsring anhand der Lagerspannung u_{Lager} für $C_{\text{WED}} = 800 \text{ pF}$	139
8.3	Validierung der Wellenerdungsmaßnahme mittels resistivem Erdungsring anhand der Lagerspannung u_{Lager} für $R_{\text{WED}} = 1 \Omega$	140
8.4	Detailbetrachtung der eingebetteten Nutschirmung im Stator beim Fertigungsprozess	141
8.5	Gegenüberstellung der gemessenen Kapazitäten C_{SR} und C_{WR} der Motorvarianten mit Nutschirmung und ohne Nutschirmung C_{oNSch}	142
8.6	Gegenüberstellung der Simulations- und Messergebnisse der Lagerspannung u_{Lager} hinsichtlich der eingebetteten Nutschirmung	143
D.1	Vergleich der analytisch berechneten Widerstandsanstiegsfaktoren $k_{R_{s,i}}$ nach Abschnitt 4.1.2 und dem traditionellen Ansatz nach Richter [99]	156
D.2	H_x - und H_y -Komponenten in der Nut bei verschiedenen Frequenzen	158
E.1	FE-Ergebnis der Kapazitäten C_{xy}	160
E.2	Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Induktivitätsfaktoren $k_{L_{ij}}$ der Gegeninduktivitäten	161

G.1	Spannungsverteilung für das Wickelschema WS_{Var1} unmittelbar vor und nach dem ersten Schaltzeitpunkt bei ca. $14\ \mu s$	164
G.2	Spannungsverteilung für das Wickelschema WS_{Var2} unmittelbar vor und nach dem ersten Schaltzeitpunkt bei ca. $14\ \mu s$	165
G.3	Spannungsverteilung für das Wickelschema WS_{Var3} unmittelbar vor und nach dem ersten Schaltzeitpunkt bei ca. $14\ \mu s$	166
G.4	Spannungsverteilung für das Wickelschema $WS_{ungeseht}$ unmittelbar vor und nach dem ersten Schaltzeitpunkt bei ca. $14\ \mu s$. . .	167
G.5	Kumulierte Darstellung der maximalen Spannungsbeanspruchung jeder Spulenseite über alle Zeitpunkte der PWM-Periode gemäß Abb. 5.13	168
G.6	Kumulierte Darstellung der maximalen Leiter-Leiter-Beanspruchung hinsichtlich des Isoliersystems jeder Spulenseite über alle Zeitpunkte der PWM-Periode gemäß Abb. 5.13	168
G.7	Histogramm zur Spannungsbeanspruchung der Wicklung und der Hauptisolierung für vier verschiedene Wickelschemata . . .	169
G.8	Histogramm zur Leiter-Leiter-Beanspruchung bezüglich des Isoliersystems für vier verschiedene Wickelschemata	169

Tabellenverzeichnis

2.1	Übersicht über die HF-Modelle in der Literatur in Anlehnung an [50, 58]	25
3.1	Schaltzustände eines PWM-Umrichters	42
4.1	Eigenschaften der modellierten PMSM	68
4.2	Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Kapazitätswerte	69
4.3	Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Konduktanzwerte	70
4.4	Fehler (MAPE) zwischen den analytisch und numerisch berechneten Widerstandsanstiegswerten $k_{R_{s,i}}$ sowie den Induktivitätsfaktoren $k_{L_{s,i}}$ und $k_{L_{ij}}$	72
5.1	Parametrisierung der Ersatzschaltbildelemente	83
7.1	Über die PWM-Periode gemittelte betragsmäßige Spannungsdifferenz der Wickelschemavarianten gegenüber WS_{Var1}	116
8.1	Eigenschaften des Nutschirmungsmaterials Krempel 03 ELR [D10]	141
D.1	Abweichungen (MAPE) zwischen den analytisch berechneten Widerstandsanstiegswerten $k_{R_{s,i}}$ nach Abschnitt 4.1.2 und dem traditionellen Ansatz nach Richter [99]	159
F.1	Messungenauigkeit der Messgeräte	162

Literaturverzeichnis

Eigene Publikationen

- [E1] S. Scheuermann, J. Stoß, J. Kett, A. Jarosz, B. Hagemann und M. Doppelbauer, „Development of a Bearing Test Bench to Investigate Root Causes of Bearing Current Damages,“ in *2023 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, (San Francisco, USA), IEEE, 2023, S. 1–5.
- [E2] S. Scheuermann, B. Hagemann, M. Brodatzki und M. Doppelbauer, „Influence Analysis on the Bearings’ Impedance Behavior of Inverter-Fed Motor Drives,“ in *Elektromechanische Antriebssysteme 2023 : Tagungsband der 9. Fachtagung (VDE OVE) 8. und 9. November 2023 in Wien*. Hrsg.: A. Binder; M. Doppelbauer, VDE Verlag, 2023, S. 99–105.
- [E3] S. Scheuermann, F. Hoffmann, A. Jarosz, B. Hagemann und M. Doppelbauer, „Investigation of winding schemes by slot-based high-frequency modelling of a hairpin winding stator,“ in *11th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2022)*, (Hybrid Conference, Newcastle, UK), Institution of Engineering and Technology, 2022, S. 520–525.
- [E4] S. Scheuermann, M. M. Brodatzki und M. Doppelbauer, „Investigation of the Parameterization Influence in High-Frequency Models for Traction Motors with Hairpin Windings,“ in *IECON 2024 - 50th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, (Chicago, USA), 2024, S. 1–6.
- [E5] S. Scheuermann, B. Schmitz-Rode, A. Jarosz, B. Hagemann und M. Doppelbauer, „Validation of a slot-based High-Frequency Model of a

- Hairpin Winding Stator in Time-Domain,“ in *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, (Valencia, Spain), IEEE, 2022, S. 1648–1654.
- [E6] S. Scheuermann, M. M. Brodatzki und M. Doppelbauer, „Sensitivity Analysis in High-Frequency Modeling of Traction Motors with Hairpin Windings,“ in *2024 IEEE 9th Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, (Brisbane, Australia), IEEE, 2024, S. 1–7.
- [E7] S. Scheuermann, M. Brodatzki und M. Doppelbauer, „Investigation of Electrostatic Shieldings in Traction Motors to Mitigate Capacitive Bearing Currents,“ in *2024 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, (Napoli, Italy), IEEE, 2024, S. 1087–1092.
- [E8] S. Scheuermann, P. Lego und M. Doppelbauer, „Validation of Electrostatic Shieldings in Traction Motors to Mitigate Capacitive Bearing Currents,“ in *2024 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, (Torino, Italy), IEEE, 2024, S. 01–06.

Betreute Studentische Arbeiten

- [S1] T. Pulch, „Simulation und Validierung der Potentialverteilung innerhalb der Hairpin-Wicklung von Traktionsmotoren,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2023.
- [S2] C. Hofmann, „Sensitivitätsanalyse zur Bewertung von Maßnahmen gegen parasitäre Effekte in elektrischen Maschinen,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2023.
- [S3] T. Schneider, „Untersuchung von Wicklungsschemen mithilfe einer HF-Modellierung für Hairpinstatoren,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2021.
- [S4] J. Nenner, „Validierung eines HF-Statormodells mittels transienter Spannungsanregung,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2021.
- [S5] E. Vielsäcker, „Aufbau eines Simulationsmodells zur Auslegung des Isoliersystems von Niederspannungsmotoren,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2021.
- [S6] M. Feller, „Konzeption einer Messmethodik zur Identifikation von parasitären Effekten in Traktionsmotoren,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2021.
- [S7] T. Stange, „Automatisierter Entwurf von Hairpin-Wicklungen mithilfe eines Optimierungsalgorithmus,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2021.
- [S8] F. Tiede, „Simulation und Validierung eines Prüfstands zur Charakterisierung von parasitären Effekten in Traktionsantrieben,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2022.
- [S9] B. Reiter, „Aufbau eines Prüfstands zur Charakterisierung von parasitären Effekten in Traktionsantrieben,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2022.

- [S10] L. Niklaus, „Untersuchung mechanischer Feldschwächung bei permanentenregten Synchronmaschinen zur Steigerung des Wirkungsgrades,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2023.
- [S11] T. Klos, „Modellierung und Verifikation der Lebensdauer von Isolationssystemen für Elektromotoren in Traktionsanwendungen,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2023.
- [S12] J. Fellhauer, „Untersuchung und Modellierung von Einflüssen auf die Lagerimpedanz von Traktionsantrieben,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2023.
- [S13] P. Lego, „Entwicklung von Maßnahmen zur Reduktion parasitärer Effekte in Traktionsantrieben,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2023.
- [S14] M. Volles, „Konzeptionierung und Validierung eines teilentladungsbeständigen Isolationssystems für Generatorreparaturen,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2024.
- [S15] P. Obertopp, „Parameterstudie zur Anpassung einer elektrischen Maschine mit kostenoptimierter Materialauswahl,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2024.
- [S16] A. Daguio, „Aufbau eines Prüfstands zur Untersuchung der Stromtragfähigkeit von Wälzlager,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2024.

Fremdliteratur

- [1] D. Krehl, „Alternative Antriebe sind nicht alternativlos,“ *MTZ - Motor-technische Zeitschrift*, Jg. 75, Nr. 2, S. 6–7, 2014.
- [2] C.-C. Tu u. a., „Industry perspective on power electronics for electric vehicles,“ *Nature Reviews Electrical Engineering*, Jg. 1, Nr. 7, S. 435–452, 2024.
- [3] M. Doppelbauer, *Grundlagen der Elektromobilität, Technik, Praxis, Energie und Umwelt*, 1. Auflage. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2020.
- [4] J. O. Stockbrügger, „Analytische Bestimmung parasitärer Kapazitäten in elektrischen Maschinen,“ Dissertation, Leibniz Universität Hannover, Hannover, 2021.
- [5] DKE-Komitee K 311, *Drehende elektrische Maschinen, Erläuterungen zu IEC 60034 und DIN EN 60034 (VDE 0530) (VDE-Schriftenreihe Normen verständlich)*, 9. Auflage, B. Ponick, Hrsg. Berlin: VDE Verlag GmbH, 2020.
- [6] W. Tong, *Mechanical Design of Electric Motors*, 1nd ed. Boca Raton: CRC Press, 2014.
- [7] P. Hillenbrand, „Simulation der Störemissionen von Traktionsinvertern im Komponententest nach CISPR 25,“ Dissertation, Universität Stuttgart, 2019.
- [8] E. Gulpinar und A. Castellazzi, „Single-Phase T-Type Inverter Performance Benchmark Using Si IGBTs, SiC MOSFETs and GaN HEMTs,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, S. 1, 2015.
- [9] A. Hussein, A. Castellazzi, P. Wheeler und C. Klumpner, „Performance benchmark of Si IGBTs vs. SiC MOSFETs in small-scale wind energy conversion systems,“ in *2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, (Varna, Bulgaria), IEEE, 2016, S. 963–968.
- [10] J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel und G. L. Skibinski, „Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 32, Nr. 2, S. 250–259, 1996.

- [11] D. Dahl, D. Sosnowski, D. Schlegel, R. Kerkman und M. Pennings, „Gear up your bearings,“ *IEEE Industry Applications Magazine*, Jg. 14, Nr. 4, S. 45–53, 2008.
- [12] J. Kalaiselvi und S. Srinivas, „Bearing Currents and Shaft Voltage Reduction in Dual-Inverter-Fed Open-End Winding Induction Motor With Reduced CMV PWM Methods,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 62, Nr. 1, S. 144–152, 2015.
- [13] H. Tischmacher, „Systemanalysen zur elektrischen Belastung von Wälzlagern bei umrichter gespeisten Elektromotoren,“ Dissertation, Leibniz Universität Hannover, Hannover, 2017.
- [14] A. Mütze und A. Binder, „Practical Rules for Assessment of Inverter-Induced Bearing Currents in Inverter-Fed AC Motors up to 500 kW,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 54, Nr. 3, S. 1614–1622, 2007.
- [15] Z. Peroutka, „Requirements for insulation system of motors fed by modern voltage source converters,“ in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, IEEE, 2004, S. 4383–4389.
- [16] VDE-Verlag, Hrsg., *DIN EN 60034-18-41 VDE 0530-18-41:2021-05 Drehende elektrische Maschinen - Teil 18-41: Qualifizierung und Qualitätsprüfungen für teilentladungsfreie elektrische Isoliersysteme (Typ I) in drehenden elektrischen Maschinen, die von Spannungsumrichtern gespeist werden*, Berlin - Offenbach: VDE Verlag GmbH, 1. Mai 2021.
- [17] M. Melfi, J. Sung, S. Bell und G. Skibinski, „Effect of surge voltage rise-time on the insulation of low voltage machines fed by PWM converters,“ in *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, (New Orleans, USA), IEEE, 1997, S. 239–246.
- [18] M. Kaufhold, H. Aninger, M. Berth, J. Speck und M. Eberhardt, „Electrical stress and failure mechanism of the winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 47, Nr. 2, S. 396–402, 2000.
- [19] S. Nategh, D. Barber, D. Lindberg, A. Boglietti und O. Aglen, „Review and Trends in Traction Motor Design: Primary and Secondary Insulation Systems,“ in *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 2018, S. 2607–2612.

-
- [20] P. A. Panagiotou, A. Lambourne und G. W. Jewell, „Survey of Insulation in Electrical Machines for Aerospace: Systems, Materials & Inspection,“ in *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, (Valencia, Spain), IEEE, 2022, S. 2318–2324.
- [21] VDE-Verlag, Hrsg., *DIN CLC IEC/TS 60034-25 VDE V 0530-25:2024-12 Drehende elektrische Maschinen - Teil 25: Wechselstrommaschinen zur Verwendung in Antriebssystemen – Anwendungsleitfaden*, Berlin - Offenbach: VDE Verlag GmbH, 1. Dez. 2024.
- [22] R. Hemmati, F. Wu und A. El-Refaie, „Survey of Insulation Systems in Electrical Machines,“ in *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, (San Diego, USA), IEEE, 2019, S. 2069–2076.
- [23] A. Rumi, J. Marinelli und A. Cavallini, „Towards the 2nd edition of IEC 60034-18-41: challenges and perspectives,“ in *2021 3rd International Conference on High Voltage Engineering and Power Systems (ICHVEPS)*, (Bandung, Indonesia), IEEE, 2021, S. 052–056.
- [24] A. Mütze und A. Binder, „Don’t lose your bearings,“ *IEEE Industry Applications Magazine*, Jg. 12, Nr. 4, S. 22–31, 2006.
- [25] C. U. Ammann, „Wellenspannungen in grossen, statisch erregten Turbogeneratoren,“ Dissertation, ETH Zurich, 1988.
- [26] H. O. Seinsch, *Oberfelderscheinungen in Drehfeldmaschinen, Grundlagen zur analytischen und numerischen Berechnung*. Stuttgart: B.G. Teubner, 1992.
- [27] P. L. Alger und H. W. Samson, „Shaft currents in electric machines,“ *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, Jg. 42, Nr. 12, S. 1325–1334, 1923.
- [28] VDE-Verlag, Hrsg., *DIN CLC/TS 60034-24 VDE V 0530-240:2011-07 Drehende elektrische Maschinen - Teil 24: Erkennung und Diagnose von möglichen Schäden an den Aktivteilen drehender elektrischer Maschinen und von Lagerströmen – Anwendungsleitfaden*, Berlin - Offenbach: VDE Verlag GmbH, 1. Juli 2011.
- [29] C. Dorfer, „Wellenspannungen in Hydrogeneratoren,“ Diplomarbeit, TU Graz, Graz, 2017.

- [30] J.-K. Park, C.-L. Jeong, N. Bianchi und J. Hur, „Frame-to-Shaft Voltage and End-to-End Shaft Voltage Analysis According to Eccentricity in IPMSMs,“ in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, (Portland, USA), IEEE, 2018, S. 3255–3262.
- [31] D. Han, S. Li, W. Lee, W. Choi und B. Sarlioglu, „Trade-off between switching loss and common mode EMI generation of GaN devices-analysis and solution,“ in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, (Tampa, USA), IEEE, 2017, S. 843–847.
- [32] J. Specovius, *Grundkurs Leistungselektronik, Bauelemente, Schaltungen und Systeme*, 6. Auflage. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2013.
- [33] A. M. Bubert, „Optimization of electric vehicle drive trains with consideration of parasitic currents inside the electrical machine,“ Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule (RWTH) Aachen, Aachen, 2020.
- [34] Technische Universität Darmstadt, Institut für Elektrische Energiewandlung, *Application guide bearing currents*. TU Darmstadt, 2021.
- [35] K. Miyazaki, T. Kuno, M. Hikita, M. Kozako, T. Okamoto, Y. Inoue, K. Zaizen, T. Yamada und T. Iwanaga, „Impedance Frequency Analysis of Stator Winding of Electric Motors using High-Frequency Equivalent Circuit,“ in *2023 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, IEEE, 2023, S. 1–4.
- [36] J.-K. Park, S.-H. Rhyu und J. Hur, „Shaft-to-frame voltage mitigation method by changing winding-to-rotor parasitic capacitance of IPMSM,“ in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, 2017, S. 3571–3576.
- [37] Y. Chen und J. S. Yuan, „Calculation of Single Conductor Capacitance by Estimating the Electrostatic Field,“ *Advanced Materials Research*, Jg. 542-543, S. 1242–1247, 2012.
- [38] J. Dittmann, C.-N. Behrendt und B. Ponick, „Prediction of the Voltage Distribution in a Inverter-Fed Hairpin Stator Winding,“ in *2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, IEEE, 2022, S. 1–6.

-
- [39] A. H. Bonnett, „Analysis of the impact of pulse-width modulated inverter voltage waveforms on AC induction motors,“ in *Proceedings of IEEE Pulp and Paper Industry Conference*, (Nashville, USA), IEEE, 1994, S. 68–75.
- [40] A. Mütze, *Bearing currents in inverter fed AC motors* (Berichte aus der Elektrotechnik). Aachen: Shaker, 2004.
- [41] S. Chen und T. A. Lipo, „Circulating type motor bearing current in inverter drives,“ *IEEE Industry Applications Magazine*, Jg. 4, Nr. 1, S. 32–38, 1998.
- [42] V. Hausberg und H. O. Seinsch, „Schutzmaßnahmen gegen Lagerschäden umrichter gespeister Motoren,“ *Archiv für Elektrotechnik*, Jg. 82, Nr. 6, S. 339–345, 2000.
- [43] V. Hausberg und H. O. Seinsch, „Kapazitive Lagerspannungen und -ströme bei umrichter gespeisten Induktionsmaschinen,“ *Archiv für Elektrotechnik*, Jg. 82, Nr. 3-4, S. 153–162, 2000.
- [44] M. Weicker, „Gleichtakteffekte bei umrichter gespeisten Elektromotoren,“ Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2021.
- [45] J. Adabi, F. Zare, G. Ledwich, A. Ghosh und R. D. Lorenz, „Bearing damage analysis by calculation of capacitive coupling between inner and outer races of a ball bearing,“ in *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, (Poznan, Poland), IEEE, 2008, S. 903–907.
- [46] F. Pauli, Y. Wu, N. Driendl, M. Schröder und K. Hameyer, „Transiente Spannungsmodellierung in umrichter gespeisten Niederspannungsmaschinen mit Steckwicklungen,“ *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, Jg. 137, Nr. 4-5, S. 179–187, 2020.
- [47] A. Hoshmeh, U. Schmidt und A. Gürlek, „Investigations on the Developed Full Frequency- Dependent Cable Model for Calculations of Fast Transients,“ *Energies*, Jg. 11, Nr. 9, S. 2390, 2018.
- [48] J. Macias, A. G. Exposito und A. B. Soler, „A Comparison of Techniques for State-Space Transient Analysis of Transmission Lines,“ *IEEE Transactions on Power Delivery*, Jg. 20, Nr. 2, S. 894–903, 2005.

- [49] O. Magdun, S. Blatt und A. Binder, „Calculation of stator winding parameters to predict the voltage distributions in inverter fed AC machines,“ in *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, (Valencia, Spain), IEEE, 2013, S. 447–453.
- [50] Y. Moreno, G. Almandoz, A. Egea, B. Arribas und A. Urdangarin, „Analysis of Permanent Magnet Motors in High Frequency—A Review,“ *Applied Sciences*, Jg. 11, Nr. 14, S. 6334, 2021.
- [51] S. Mahdavi und K. Hameyer, „High frequency equivalent circuit model of the stator winding in electrical machines,“ in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, (Marseille, France), IEEE, 2012, S. 1706–1711.
- [52] A. Hoffmann und B. Ponick, „Statistical Deviation of High-Frequency Lumped Model Parameters for Stator Windings in Three-Phase Electrical Machines,“ in *2020 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, (Sorrento, Italy), IEEE, 2020, S. 85–90.
- [53] J. E. Ruiz-Sarrio, F. Chauvicourt, J. Gyselinck und C. Martis, „Impedance Modeling Oriented Toward the Early Prediction of High-Frequency Response for Permanent Magnet Synchronous Machines,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 70, Nr. 5, S. 4548–4557, 2023.
- [54] B. Heidler, K. Brune und M. Doppelbauer, „High-frequency model and parameter identification of electrical machines using numerical simulations,“ in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, (Coeur d’Alene, USA), IEEE, 2015, S. 1221–1227.
- [55] M. Cai, T. Craddock und O. Wasynczuk, „High-frequency modeling, parameterization, and simulation of IPM motor drive systems,“ in *2017 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, (Champaign, USA), IEEE, 2017, S. 1–8.
- [56] B. Mirafzal, G. L. Skibinski, R. M. Tallam, D. W. Schlegel und R. A. Lukaszewski, „Universal Induction Motor Model With Low-to-High Frequency-Response Characteristics,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 43, Nr. 5, S. 1233–1246, 2007.

-
- [57] M. Jaritz, C. Jaeger, M. Bucher, J. Smajic, D. Vukovic und S. Blume, „An Improved Model for Circulating Bearing Currents in Inverter-Fed AC Machines,“ in *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, (Melbourne, Australia), IEEE, 2019, S. 225–230.
- [58] A. Hoffmann, „Electric potential distribution in three-phase windings under pulse voltage stress,“ Dissertation, Leibniz Universität Hannover, Hannover, 2023.
- [59] A. B. E. Carpaneto, „An Accurate Induction Motor High-Frequency Model for Electromagnetic Compatibility Analysis,“ *Electric Power Components and Systems*, Jg. 29, Nr. 3, S. 191–209, 2001.
- [60] M. Schinkel, S. Weber, S. Guttowski, W. John und H. Reichl, „Efficient HF Modeling and Model Parameterization of Induction Machines for Time and Frequency Domain Simulations,“ in *Twenty-first annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, (Los Alamitos, USA), IEEE Computer, 2006, S. 1181–1186.
- [61] A. F. Moreira, T. A. Lipo, G. Venkataramanan und S. Bernet, „High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 38, Nr. 5, S. 1297–1306, 2002.
- [62] O. N. Magdun, „Calculation of High-Frequency Current Distributions in Inverter-Fed Electrical Machines,“ Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2012.
- [63] C.-N. Behrendt, J. Dittmann, B. Knebusch und B. Ponick, „Common-Mode Impedance Prediction of a High Frequency Hairpin Stator Winding Based on FEM and Modified Nodal Analysis,“ in *2022 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, (Sorrento, Italy), IEEE, 2022, S. 20–26.
- [64] B. Heidler, *EMV-gerechte Gestaltung einer elektrischen Maschine für Hybrid- und Elektrofahrzeuge*. Cuvillier Verlag, 2017.
- [65] A. Neubauer, *DFT - Diskrete Fourier-Transformation, Elementare Einführung*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2012.
- [66] SEW Eurodrive, *Praxis der Antriebstechnik, EMV in der Antriebstechnik*, Version 04/2013, 2013.

- [67] P. Hillenbrand, S. Tenbohlen, C. Keller und K. Spanos, „Understanding conducted emissions from an automotive inverter using a common-mode model,“ in *2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, (Dresden), IEEE, 2015, S. 685–690.
- [68] H. A. Wolfspurger, *Elektromagnetische Schirmung, Theorie und Praxisbeispiele*. Berlin und Heidelberg: Springer, 2008.
- [69] J. Austermann, *Rückspeisestromrichter mit geregelter Zwischenkreisstrom*, 1. Auflage. Aachen: Shaker Verlag, 2018.
- [70] S. R. Frank, J. Hansel, J. Bitterle, R. Schwendemann und M. Hiller, „Fully Automated Wide Temperature Range Semiconductor Characterization,“ in *2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*, IEEE, 2023, S. 1–9.
- [71] T. Heckel, *Charakterisierung dynamischer Eigenschaften und Modellbildung neuartiger Leistungshalbleiterbauelemente auf Basis von SiC und GaN*, 1. Auflage. München: Verlag Dr. Hut, 2018.
- [72] O. Zinke und H. Brunswig, *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Erster Band: Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen*, 4. Auflage. Berlin und Heidelberg: Springer, 1990.
- [73] R. Parthier, *Messtechnik, Grundlagen und Anwendungen der elektrischen Messtechnik für alle technischen Fachrichtungen und Wirtschaftsingenieure*, 4. Auflage. Wiesbaden: Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, 2008.
- [74] G. Berardi, S. Nategh und N. Bianchi, „Inter-turn Voltage in Hairpin Winding of Traction Motors Fed by High-Switching Frequency Inverters,“ in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, (Gothenburg, Sweden), IEEE, 2020, S. 909–915.
- [75] Gustav Robert Kirchhoff, „Über den Durchgang eines elektrischen Stromes durch eine Ebene, insbesondere durch eine kreisförmige,“ *Annalen der Physik und Chemie*, Jg. 140, Nr. 4, S. 497–514, 1845.
- [76] D. Fallows, S. Nuzzo, A. Costabeber und M. Galea, „Harmonic reduction methods for electrical generation: a review,“ *IET Generation, Transmission and Distribution*, Jg. 12, Nr. 13, S. 3107–3113, 2018.
- [77] M. England, B. Dotz und B. Ponick, „Evaluation of Winding Symmetry and Circulating Currents of Hairpin Windings,“ in *2021 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, (Hartford, USA), IEEE, 2021, S. 1–8.

-
- [78] A. Kremser, „Theorie der mehrsträngigen Bruchlochwicklungen und Berechnung der Zweigströme in Drehfeldmaschinen,“ Dissertation, Leibniz Universität Hannover, Hannover, 1988.
- [79] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe*, 2. Auflage. Berlin und Heidelberg: Springer, 2018.
- [80] G. Müller und B. Ponick, *Elektrische Maschinen - Band 1: Grundlagen elektrischer Maschinen*, 10. Auflage. Weinheim: Wiley VCH, 2014.
- [81] J. Wang und W. Chen, „Method for extracting motor impedance characteristics online,“ *Journal of Power Electronics*, Jg. 21, Nr. 6, S. 892–900, 2021.
- [82] Y. Wu, C. Bi, K. Jia, D. Jin, H. Li, W. Yao und G. Liu, „High-frequency modelling of permanent magnet synchronous motor with star connection,“ *IET Electric Power Applications*, Jg. 12, Nr. 4, S. 539–546, 2018.
- [83] F. Jenni und D. Wüst, *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Stuttgart: B.G. Teubner, 1995.
- [84] J. Pyrhönen, T. Jokinen und V. Hrabovcová, *Design of rotating electrical machines*, 2nd ed. Chichester: Wiley, 2014.
- [85] S. O. Nelson, „Fundamentals of dielectric properties measurements and agricultural applications,“ *The Journal of microwave power and electromagnetic energy : a publication of the International Microwave Power Institute*, Jg. 44, S. 98–113, 2010.
- [86] W. K. H. Panofsky und M. Phillips, *Classical electricity and magnetism*, 2nd ed. Mineola, USA: Dover Publications, 2005.
- [87] R. L. Stoll, *The Analysis of eddy currents*. Oxford: Clarendon Press, 1974.
- [88] E. Bolte, *Elektrische Maschinen, Grundlagen - Magnetfelder - Erwärmung - Funktionsprinzipien - Betriebsarten - Einsatz - Entwurf - Wirtschaftlichkeit*, 2. Auflage. Berlin: Springer Vieweg, 2018.
- [89] X. Wang, L. Wang, L. Mao und Y. Zhang, „Improved analytical modeling of high frequency conductive losses in isolated rectangular conductor,“ in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, (Cincinnati, USA), IEEE, 2017, S. 3145–1149.
- [90] H. Kaden, *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik* (Klassiker der Technik), 2. Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer, 2006.

- [91] H. Schunk, *Stromverdrängung Strom- und Feldverdrängung in elektrischen Leitern*. Heidelberg: Hüthig Verlag, 1975.
- [92] J. D. Jackson, *Classical electrodynamics*, 3rd. Hoboken, USA: Wiley, 1999.
- [93] C. Rollbühler, „Analyse der Verlustbestimmung permanentmagnet-erregter Synchronmaschinen für die Elektromobilität,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Dissertation, Karlsruhe, 2023.
- [94] M. Choi und G. Choi, „Modeling, Investigation, and Mitigation of AC Losses in IPM Machines with Hairpin Windings for EV Applications,“ *Energies*, Jg. 14, Nr. 23, S. 8034, 2021.
- [95] R. Wrobel, A. Mlot und P. H. Mellor, „Investigation of end-winding proximity losses in electromagnetic devices,“ in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, (Rome, Italy), IEEE, 2010, S. 1–6.
- [96] P. Mellor, R. Wrobel und N. McNeill, „Investigation of Proximity Losses in a High Speed Brushless Permanent Magnet Motor,“ in *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, (Tampa, FL), IEEE, 2006, S. 1514–1518.
- [97] A. Sommerfeld, „Über das Wechselfeld und den Wechselstromwiderstand von Spulen und Rollen,“ *Annalen der Physik und Chemie*, Jg. 320, Nr. 14, S. 673–708, 1904.
- [98] A. B. Field, „Eddy Currents in Large Slot-Wound Conductors,“ *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Jg. XXIV, S. 761–788, 1905.
- [99] R. Richter, „Über zusätzliche Stromwärme,“ *Archiv für Elektrotechnik*, Jg. 5, Nr. 1-2, S. 1–52, 1916.
- [100] W. Steidinger, „Über Stromverdrängung in Ankernuten,“ *Archiv für Elektrotechnik*, Jg. 12, Nr. 2, S. 149–159, 1923.
- [101] C. Junginger, *Untersuchung der Stromverdrängung im Ständer hoch ausgenutzter elektrischer Maschinen*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2017.
- [102] F. W. Grover, *Inductance calculations, Working formulas and tables*. Mineola, New York: Dover Publications, 1946.
- [103] Z. Piatek und B. Baron, „Exact closed form formula for mutual inductance of conductors of rectangular cross section,“ *Progress In Electromagnetics Research M*, Jg. 26, S. 225–236, 2012.

- [104] A. Schramm und D. Gerling, „Analytical calculation of the end winding leakage inductance based on the solution of Neumann integrals,“ in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005*, (Dubrovnik, Croatia), IEEE, 2005, 851–855 vol. 2.
- [105] D. Morisco, *Berechnung der Stromverdrängung in Mehrleiteranordnungen in der Umgebung von bewegten ferromagnetischen Körpern durch Verknüpfung von Finite Elemente Methode und Teilleitermethode*, 1. Auflage. Göttingen: Cuvillier Verlag, 2020.
- [106] K. Tsuboi, M. Tsuji und E. Yamada, „A simplified method of calculating busbar inductance and its application for stray resonance analysis in an inverter dc link,“ *Electrical Engineering in Japan*, Jg. 126, Nr. 3, S. 49–63, 1999.
- [107] A. Tassarolo, „Analytical Determination of Slot Leakage Field and Inductances of Electric Machines With Double-Layer Windings and Semiclosed Slots,“ *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Jg. 30, Nr. 4, S. 1528–1536, 2015.
- [108] K. Shimura, T. Kanaya, S. Kobayashi, M. Sato, M. Sonehara, T. Sato und T. Mizuno, „Reduction of Alternating Current Resistance and Heat Generation of Spiral Inductors with Magnetic Sealing Technique,“ *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, Jg. 18, Nr. 9, S. 1533–1543, 2023.
- [109] J. Liu, Q. Deng, D. Czarkowski, M. K. Kazimierczuk, H. Zhou und W. Hu, „Frequency Optimization for Inductive Power Transfer Based on AC Resistance Evaluation in Litz-Wire Coil,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 34, Nr. 3, S. 2355–2363, 2019.
- [110] Ansys, *ANSYS Maxwell Help Manual*, 2022.
- [111] J. Smajic, M. Bucher, T. Franz, B. Cranganu-Cretu, A. Shoory und J. Tepper, „Modeling of Frequency Dependent Parameters in Time Domain High Frequency Transformer Simulations,“ *Procedia Engineering*, Jg. 202, S. 251–263, 2017.
- [112] David Meeker, *FEMM, Finite Element Method Magnetics*, Version 4.2, Finite Element Method Magnetics, 2019.
- [113] C. Stübig, *Effiziente Berechnungsverfahren für Hybridschrittmotoren* (Fortschritt-Berichte VDI. Reihe 21, Elektrotechnik). Düsseldorf: VDI Verlag, 2012, Bd. Nr. 400.

- [114] A. F. Licarião Nogueira, R. L. Weinert und L. J. A. S. Maldonado, „Finite Element CAD Experiments on the Effect of Magnetic Loss in Power Transformers with Laminated Cores,“ *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, Jg. 13, Nr. 01, S. 1–19, 2021.
- [115] V. Venegas, R. Escarela, R. Mota, E. Melgoza und J. L. Guardado, „Calculation of electrical parameters for transient overvoltage studies on electrical machines,“ in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03*, (Madison, USA), IEEE, 2003, S. 1978–1982.
- [116] P. Mäki-Ontto, „Modeling and reduction of shaft voltages in ac motors fed by frequency converters,“ Power Electronics Laboratory, Dissertation, Helsinki University of Technology, Helsinki, 2006.
- [117] G. Müller und B. Ponick, *Elektrische Maschinen - Band 3: Theorie elektrischer Maschinen*, 6. Auflage. Weinheim: Wiley VCH, 2009.
- [118] G. Müller, K. Vogt und B. Ponick, *Elektrische Maschinen - Band 2: Berechnung elektrischer Maschinen*, 6. Auflage. Weinheim: Wiley VCH, 2007.
- [119] A. Küchler, *Hochspannungstechnik, Grundlagen, Technologie, Anwendungen* (VDI-Buch), 3. Auflage. Berlin: Springer, 2009.
- [120] K. Oberretl, „Zusätzliche Wirbelstromverluste in Nutenleitern infolge eindringendem Luftspaltfeld,“ *Archiv für Elektrotechnik*, Jg. 60, Nr. 3, S. 121–127, 1978.
- [121] M. Dabrowski und A. Demenko, „Hybrid method for analysis of eddy-current loss in electrical machine winding caused by the main flux,“ *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 24, Nr. 1, S. 479–482, 1988.
- [122] X. Fan, D. Li, R. Qu, C. Wang und J. Li, „Hybrid Rectangular Bar Wave Windings to Minimize Winding Losses of Permanent Magnet Machines for EV/HEVs over a Driving Cycle,“ in *2018 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG)*, (Singapore), IEEE, 2018, S. 1–2.
- [123] C. Du-Bar und O. Wallmark, „Eddy Current Losses in a Hairpin Winding for an Automotive Application,“ in *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, (Alexandroupoli), IEEE, 2018, S. 710–716.

-
- [124] N. Bianchi und G. Berardi, „Analytical Approach to Design Hairpin Windings in High Performance Electric Vehicle Motors,“ in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, (Portland, USA), IEEE, 2018, S. 4398–4405.
- [125] C. Carstensen, „Eddy currents in windings of switched reluctance machines,“ Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule (RWTH) Aachen, Aachen, 2007.
- [126] C.-N. Behrendt, J. Dittmann, B. Knebusch und B. Ponick, „An Investigation Into the Trade-Off Between Full Machine and Single-Slot FEM Simulations for Electrical Machine Modeling at High Frequencies With Respect to Inter-Wire Couplings,“ in *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, (Valencia, Spain), IEEE, 2022, S. 2242–2248.
- [127] K. Oberretl, „Magnetic Fields, Eddy Currents, and Losses, Taking the Variable Permeability into Account,“ *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, S. 1646–1657, 1969.
- [128] B. Ponick, *Fehlerdiagnose bei Synchronmaschinen* (Fortschritt-Berichte VDI Reihe 21, Elektrotechnik). Düsseldorf: VDI Verlag, 1995, Bd. Nr. 174.
- [129] F. Leonardi, W. Liu, B. Morris, L. Zhu und J. Jung, „Ultra-Compact Design of Additively Manufactured Variable Cross Section Profile Bar Winding for Traction Motor,“ in *2023 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, (San Francisco, USA), IEEE, 2023, S. 1–5.
- [130] K. Vostrov, J. Pyrhonen und J. Ahola, „The Role of End-Winding in Building Up Parasitic Capacitances in Induction Motors,“ in *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, (San Diego, USA), IEEE, 2019, S. 154–159.
- [131] T. Berger, G. Halikias und N. Karcianas, „Effects of dynamic and non-dynamic element changes in RC and RL networks,“ *International Journal of Circuit Theory and Applications*, Jg. 43, Nr. 1, S. 36–59, 2015.
- [132] F. Mesmin, B. Ahmadi, H. Chazal, A. Kedous-Lebouc und F. Sixdenier, „Improving reliability of magnetic mutual impedance measurement at high excitation level,“ in *2011 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*, (Hangzhou, China), IEEE, 2011, S. 1–6.

- [133] J.-W. Chin, K.-S. Cha, J.-C. Park, D.-M. Kim, J.-P. Hong und M.-S. Lim, „Investigation of AC Resistance on Winding Conductors in Slot According to Strands Configuration,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 57, Nr. 1, S. 316–326, 2021.
- [134] F. Strauß, *Grundkurs Hochfrequenztechnik, Eine Einführung*, 3. Auflage. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2017.
- [135] A. Berbic, *Teilentladungsmessung als Prüfverfahren in End of Line-Prüfungen elektrischer Traktionsmotoren*. Kassel: Kassel University Press GmbH, 2015.
- [136] G. C. Stone, *Electrical insulation for rotating machines, Design, evaluation, aging, testing, and repair*, 2nd ed. New York und Hoboken, USA: IEEE Press und John Wiley & Sons, 2014.
- [137] M. M. Brodatzki, „Ein referenzmodellbasiertes Verfahren zur Ermittlung von Rotorposition und Drehzahl einer permanentmagneterregten Synchronmaschine,“ Elektrotechnisches Institut (ETI), Dissertation, Karlsruhe, 2023.
- [138] H. O. Seinsch, *Grundlagen elektrischer Maschinen und Antriebe*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 1993.
- [139] B. Heidler, K. Brune und M. Doppelbauer, „Design Aspects of an Electrostatic Shield in an Electric Machine for Hybrid Electric Vehicles,“ in *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, (Glasgow, UK), Institution of Engineering and Technology, 2016, S. 6.
- [140] M. T. Alves Êvo und H. Paula, „Electrostatic shielding for bearings discharge currents attenuation: analysis of its effectiveness, losses and impact on the motor performance – a study for design guidelines,“ *IET Electric Power Applications*, Jg. 14, Nr. 6, S. 1050–1059, 2020.
- [141] J. Hagedorn, F. Sell-Le Blanc und J. Fleischer, *Handbuch der Wickeltechnik für hocheffiziente Spulen und Motoren, Ein Beitrag zur Energieeffizienz*. Berlin und Heidelberg: Springer, 2016.
- [142] F. Emde, „Über einseitige Stromverdrängung,“ *Elektrotechnik und Maschinenbau*, Nr. Bd. 26, 1908.
- [143] B. Pesch, *Bestimmung der Messunsicherheit nach GUM*, 2. Auflage. Norderstedt: Books on Demand, 2021.

Datenblätter und Applikationshinweise

- [D1] BMW AG. „Der BMW i3.“ (2013), Adresse: www.press.bmwgroup.com/deutschland/article/attachment/T0143924DE/222596 (besucht am 15.01.2023).
- [D2] Lucid Germany GmbH. „Luid Air Performance.“ (27. Aug. 2023), Adresse: www.lucidmotors.com/de-de/air/performance (besucht am 27.08.2023).
- [D3] Keysight Technologies. „E4990A Impedance Analyzer.“ (2022), Adresse: www.keysight.com/de/de/assets/7018-04256/data-sheets/5991-3890.pdf (besucht am 18.10.2023).
- [D4] Axalta Coating Systems, *Voltatex® 4200, Technisches Datenblatt*, Wuppertal, 2021.
- [D5] Siglent Technologies Co. Ltd. „Siglent SDG2000X, Datasheet.“ (2022), Adresse: www.siglenteu.com/wp-content/uploads/dlm_uploads/2022/07/SDG2000X_DataSheet_DS0202X-E02G-1.pdf (besucht am 10.01.2024).
- [D6] Keysight Technologies. „InfiniiVision 3000T, Datasheet.“ (2022), Adresse: www.keysight.com/de/de/assets/7018-04570/data-sheets/5992-0140.pdf (besucht am 10.01.2024).
- [D7] Keysight Technologies. „N28xxA/B Passive Probes, Datasheet.“ (2022), Adresse: www.keysight.com/de/de/assets/7018-02806/data-sheets/5990-7111.pdf (besucht am 10.01.2024).
- [D8] Siglent Technologies Co. Ltd. „SNA5000 A Series, Data-sheet.“ (2023), Adresse: www.siglent.eu/_downloads/3bfc280c49ecec3f20163eff8d186cc2 (besucht am 02.04.2024).
- [D9] Schleich GmbH. „Schleich MCT2, Universelle Wicklungsprüfgeräte.“ (2019), Adresse: www.cdn.schleich.com/wp-content/uploads/2019/06/06112434/SCHLEICH_DE_Brosch%C3%BCre-MTC2_04_2019.pdf (besucht am 28.01.2024).
- [D10] Krempel GmbH, *06 ELR 14 AA 1000 Ohm, Technisches Datenblatt*, Vaihingen, 2023.
- [D11] Stahlwerk. „Kohlefaserpinsel / Carbonpinsel.“ (2023), Adresse: www.stahlwerk-schweissgeraete.de/kohlefaserpinsel-schweissnaht-reinigungsgeraet (besucht am 10.01.2024).

Silvan Sebastian Scheuermann

Modellierung der umrichterbedingten Spannungsverteilung und der parasitären Effekte in Elektromotoren mit Hairpin-Wicklung

Elektrische Maschinen werden im Umrichterbetrieb durch die Gleichtaktspannung, steile Spannungsgradienten und Überschwinger an den Maschinenklemmen beansprucht. Die Impulsbeanspruchung führt zu einer stark nichtlinearen, transienten Potentialverteilung entlang der Wicklung und kann hochfrequente parasitäre Effekte hervorrufen, die wiederum zu einer kritischen Belastung des Isoliersystems sowie zu schädigenden Lagerströmen führen können. Sowohl der Einsatz schnellschaltender Leistungshalbleiter als auch höhere Zwischenkreisspannungen verstärken diese Effekte, weshalb sie bei der Auslegung künftiger Antriebssysteme nicht mehr vernachlässigt werden können. In dieser Arbeit wird eine Methodik entwickelt, die ausschließlich auf Material- und Designdaten basiert und eine frühzeitige Analyse der transienten Spannungsverteilung sowie hochfrequenter parasitärer Effekte in elektrischen Maschinen bereits in frühen Entwicklungsphasen ermöglicht. Das zugrundeliegende Modell wird durch Messaufbauten validiert, um anschließend Maßnahmen zur Reduzierung parasitärer Effekte sowohl simulativ als auch praktisch zu untersuchen. Darüber hinaus werden Auslegungsregeln zur Optimierung von Elektromotoren mit Hairpin-Wicklung, beispielsweise im Hinblick auf das Wicklungsdesign, abgeleitet, was die praktische Anwendbarkeit und den Mehrwert der Methodik für die industrielle Entwicklung unterstreicht.

DOI: 10.5445/IR/1000186090