



Bastian Heidler

EMV-gerechte Gestaltung einer elektrischen Maschine für Hybrid- und Elektrofahrzeuge



Audi-Dissertationsreihe, Band 124





EMV-gerechte Gestaltung einer elektrischen Maschine für Hybrid- und Elektrofahrzeuge

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)
genehmigte

DISSERTATION

von

Bastian Heidler M.Sc.
geboren in Kelheim

Tag der mündlichen Prüfung:

29. Juni 2017

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick
(Leibniz Universität Hannover)



Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliographie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

1. Aufl. - Göttingen: Cuvillier, 2017

Zugl.: Karlsruhe (KIT), Univ., Diss., 2017

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2017

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

www.cuvillier.de

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2017

Gedruckt auf umweltfreundlichem, säurefreiem Papier aus nachhaltiger Forstwirtschaft.

ISBN 978-3-7369-9671-7

eISBN 978-3-7369-8671-8



„Inmitten von Schwierigkeiten liegen oft Möglichkeiten.“

– Albert Einstein (1879-1955)





Vorwort

Liebe Leserinnen und Leser,

die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter bei der Professur für hybridelektrische Fahrzeuge (HEV) des Elektrotechnischen Instituts (ETI) am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) in Zusammenarbeit mit der Audi AG. Ich möchte mich auf diesem Wege bei allen herzlich bedanken, die zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen haben.

Herrn Prof. Doppelbauer danke ich für das entgegengebrachte Vertrauen und die fachliche sowie persönliche Unterstützung. Sie hatten für alle Themen ein offenes Ohr, und ihre Anregungen sowie die fachlichen Diskussionen haben enorm zur Realisierung dieser Arbeit beigetragen.

Ebenfalls möchte ich mich bei Herrn Prof. Ponick für das Interesse an der Arbeit, für die Übernahme des Koreferats und für die fachlichen Anregungen bedanken.

Ohne die Unterstützung durch die Audi AG, wäre diese Arbeit niemals möglich gewesen. Daher möchte ich mich insbesondere bei Herrn Dr.-Ing. Kai Brune und Herrn Roman Straßer für die Unterstützung und die Finanzierung dieses Promotionsprojekts bedanken.

Ein besonderer Dank geht an meine ehemaligen Kollegen am Institut. Hervorzuheben sind hier vor allem die Kollegen vom Campus Ost, Torsten Epskamp, Dr.-Ing. Christian Klöffler, Marc Veigel und Andreas Wolf, die mir die Eingewöhnungszeit in Karlsruhe vereinfachten und immer mit Rat und Tat zur Seite standen.

Ebenso möchte ich mich bei meinen Kollegen bei der Audi AG, Dr.-Ing. Florian Bittner, Vladimir Chernogorski und Peter Juris, für die zahlreichen fachlichen Diskussionen bedanken.



Ein weiterer Dank gilt den EMV-Kollegen bei der Audi AG, die für fachliche Diskussionen bei diesem übergreifendem Thema immer zur Verfügung standen. Des Weiteren möchte ich mich bei der Firma ASAP Electronics GmbH für den Aufbau des Prototyps und der Vermessung am Prüfstand bedanken. Außerdem möchte ich noch dem Versuchsteam der Audi AG danken.

Der größte Dank gilt meiner Familie. Daher möchte ich mich herzlich bei meiner Frau Melanie bedanken. Sie hat mir immer den Rücken freigehalten und mich in allen schwierigen Entscheidungen bestärkt. Außerdem danke ich meinen Eltern sowie meinen Brüdern für die Unterstützung. Ohne Euch wäre dies alles nicht möglich gewesen.

Bastian Heidler,

Kranzberg, im November 2017

Kurzfassung

Die vorliegende Dissertation behandelt die EMV-gerechte Gestaltung einer elektrischen Maschine für den Einsatz als Traktionsantrieb im Automobil. Der taktende Betrieb des Pulswechselrichters führt zu einem Störspektrum auf der Abtriebswelle der elektrischen Maschine. Dieses hochfrequente Signal kann das Radio sowie die Sensorik im Fahrzeug stören. Des Weiteren treten dadurch Lagerströme in der Maschine oder im Getriebe auf. Im äußersten Fall kann sogar die Zulassung des Fahrzeugs durch den E-Antrieb gefährdet sein. Aus diesen Gründen ist das Ziel dieser Arbeit eine geeignete Abhilfemaßnahme zur Reduzierung der Störeffekte zu realisieren. Dabei soll jedoch eine Veränderung der Maschineneigenschaften vermieden werden.

Zuerst wird ein Hochfrequenzmaschinenmodell aus der vorhandenen Literatur abgeleitet. Die Parameter hierfür werden über einen eigenen hybriden Ansatz mit FEM und analytischen Gleichungen identifiziert. Das Modell zeigt eine gute Übereinstimmung im Frequenzbereich mit den Komponententests und im Zeitbereich mit der drehenden Messung.

Daher verwendet eine Simulation dieses Modell zur Betrachtung verschiedener EMV-Maßnahmen. Zusätzlich werden in der Analyse Kriterien wie Bauraum und Kosten berücksichtigt. Als beste Lösung kristallisiert sich die Rotorabschirmung heraus.

Im nächsten Schritt erfolgt eine Dimensionierung dieses faradayschen Käfigs als Schirmung der parasitären elektrischen Felder. Mit einem Berechnungswerkzeug in FEM wird ein geeignetes Design für die EMV-Maßnahme erarbeitet. Als geeignetste Lösung stellt sich eine Rotorabschirmung mit radialer Segmentierung in der Nut und Isolierungen auf einem Wickelkopfschirm heraus. Diese EMV-Maßnahme wird für den Einsatz in einer elektrischen Maschine umgesetzt und aufgebaut. Anschließend wird die EMV-gerechte Maschine auf einem Motorenprüfstand im Vergleich zur konventionellen Maschine getestet.

Die Messungen zeigen, dass der Prototyp das leitungsgebundene Störspektrum auf der Welle um 28 dB reduziert. Dieses Ergebnis hat zusätzlich eine Vermeidung von Lagerströmen zur Folge. Des Weiteren besitzt die EMV-gerechte Asynchronmaschine dieselbe maximale Leistung sowie denselben Wirkungsgrad wie die konventionelle. Aus diesem Grund sind die Ziele dieser Dissertation erfüllt.

Abstract

This thesis describes an EMC compatible design of an electric machine to use as a traction drive in an automotive application. The fast switching insulated gate bipolar transistors in the power converter of the electric drive result in several high frequency phenomena like sensor or radio disturbance and bearing currents. In the worst case, the vehicle gets no license to release it into the marketplace. The goal of this thesis is the reduction of these issues with an EMC mitigation technique in the electrical machine without changing the machine characteristics.

In a first step, a high frequency machine model is derived from the state of the art. A novel parameter identification is developed using Finite Element Analysis and analytical calculations. This model shows good agreement with the component measurements in the frequency domain and with the measurements of the whole electric drive with rotating shaft in the time domain. Second, the validated model of the electrical machine is used to search for the best EMC measure, which reduces the shaft-to-ground voltage. In this investigation, a rotor shielding is carried out as the best solution with additional respect to the available size and cost.

Moreover, the rotor shielding embedded in the slots is designed for use in the electrical machine in consideration of additional losses of the Faraday cage and eddy currents. The shield layout is one sided insulated to eliminate additional losses and segmented in radial direction to reduce the eddy currents in the conductive parts. This design is used to build a prototype, which is measured on a test-bench.

In the measurements of the prototype, it becomes apparent that the shielding reduces the conducted noise spectrum of the shaft by 28 dB in almost the whole frequency range without changing the machine performance. Hence, the goals of the thesis are achieved.





Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	2
1.2	Zielsetzung der Arbeit	3
1.3	EMV im elektrischen Antrieb	4
1.4	Gliederung der Arbeit	15
2	Stand der Technik	17
2.1	EMV im elektrischen Antriebsstrang	19
2.2	Parasitäre Spannungen und Lagerströme der elektrischen Maschine	21
2.3	Modellierung von elektrischen Maschinen	27
2.4	EMV-Maßnahmen im Antriebsstrang	31
3	Hochfrequenzmodell der E-Maschine	35
3.1	Annahmen in der Modellbildung	37
3.2	Hochfrequenzmotormodell	39
3.3	Maschinendesign in der FEM-Simulation	41
3.4	Parameteridentifizierung mit FEM	43
3.5	Validierung des HF-Modells	58
4	Analyse und Bewertung von Entstörkonzepten	67
4.1	Simulationsumgebung für die EMV-Simulationen	68
4.2	Einfluss des Abschlusswiderstands R_t	71
4.3	Modellierung und Simulation der EMV-Maßnahmen	73
4.4	Bewertung der Ergebnisse	91



5	Auslegung der Rotorabschirmung	93
5.1	Kennfeldberechnungsmethodik	94
5.2	Analyse des Schirmdesigns	99
5.3	Schirmwirkung des resultierenden Designs	111
5.4	Praktische Realisierung	114
6	Validierung am Prüfstand	117
6.1	Validierung des Modells der CIM im Frequenzbereich	118
6.2	Untersuchung der IM EMC im Frequenz und im Zeitbereich	123
6.3	Gegenüberstellung der CIM und der IM EMC	129
6.4	Fazit	135
7	Zusammenfassung	139
A	Anhang	143
A.1	Simulationsmodelle	144
A.2	Maschinendaten	152
A.3	Prüfstands Aufbau	154
A.4	Messgeräte- und Sensorik	159
A.5	Bestimmung der Korrekturfaktoren für die FEM	160
A.6	Beschreibung der Überschwingungen bei jedem einzelnen Schaltvorgang	162
B	Verzeichnisse	165
B.1	Abkürzungen	166
B.2	Formelzeichen	168
B.3	Indizes	170
B.4	Abbildungsverzeichnis	173
B.5	Tabellenverzeichnis	179
C	Literatur	181
C.1	Quellen mit eigenen Beiträgen	181
C.2	Betreute studentische Arbeiten im Rahmen der Dissertation	182
C.3	Normen, Patente und Datenblätter	183
C.4	Fremdliteratur	185

1

Einleitung

Die Elektromobilität ist prinzipiell nichts Neues, sondern existiert annähernd solange wie das Automobil selbst. Ende des 19. Jahrhunderts hat der Franzose Gustave Trouvé das erste Elektroauto entwickelt [1]. Im Vergleich zu den Verbrennungskraftmaschinen hatten die elektrischen Antriebe den Vorteil der leichteren Regelung und der besseren Kraftübertragung [2]. Durch die Entwicklung des elektromagnetischen Starters verloren jedoch die Elektromotoren ihre entscheidenden Vorteile gegenüber Verbrennungskraftmaschinen, deren Erfolgsgeschichte nicht mehr aufzuhalten war. Alle weiteren Versuche der frühen Elektromobilität scheiterten zudem an der geringen Reichweite [3, 4].

Erst mit dem Ziel der Verringerung der Treibhausgase und des CO₂-Ausstoßes [N1] wegen der globalen Klimaerwärmung hat die Elektromobilität auf der ganzen Welt wieder an Fahrt aufgenommen. Speziell für Deutschland sieht die Bundesregierung Chancen für Wirtschaft und Industrie in der Elektromobilität [5] und hat als Ziel eine Million Elektrofahrzeuge bis zum Jahre 2020 ausgegeben [6]. Alle renommierten Automobilkonzerne arbeiten nun an hybridelektrischen (HEV) und batterieelektrischen Fahrzeugen (BEV). Dies führt zu neuen Herausforderungen in der Entwicklung, beispielsweise bei der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) im Kraftfahrzeug (KFZ).

Der folgende Passus erläutert zunächst die Motivation und die Zielstellung dieser Dissertation. Anschließend wird auf die Herausforderung der EMV im elektrischen Antrieb näher eingegangen. Der letzte Abschnitt dieses Kapitels beschreibt den Aufbau der gesamten Arbeit.

1.1 Motivation

Durch die Integration des elektrischen Antriebs in das Automobil entstehen neue Herausforderungen für Entwicklung und Forschung. Eine dieser Thematiken ist die EMV. Die Definition besagt, dass keine elektrische Einrichtung ein anderes System beziehungsweise sich selbst unzulässig beeinflussen darf und dass dieses einwandfrei in dieser Umgebung funktionieren muss [7, N2]. Das pulserende Betriebsverhalten der Leistungselektronik (LE), welches Kapitel 1.3 näher erläutert, kann dies aber unter Umständen nicht mehr gewährleisten, was zu folgenden Herausforderungen in einem Fahrzeug führt:

- Störung der Sensorik oder des Radioempfangs
- Lagerströme in Getriebe und elektrischer Maschine (EM)
- Nichtzulassung des Fahrzeugs aufgrund von EMV-Normen und Gesetzgebung

Einfache Maßnahmen können die Störungen der Sensorik bereits in der E-Maschine reduzieren. Als Beispiel hierfür können Kondensatoren und Ferrite zur Entstörung von Temperatursensoren genannt werden. Sie filtern die Störungen in diesem Fall wirkungsvoll, da die Zeitkonstante der Temperaturmessung um ein Vielfaches größer ist. Jedoch beeinflusst die Leistungselektronik den Radioempfang, im Speziellen die Mittelwelle mit der Amplitudenmodulation (AM). Die AM basiert auf einer Multiplikation des Informationssignals und einer Trägerfunktion [8]. Dadurch überträgt die Amplitude des Ausgangssignals die Information, was im Frequenzbereich als Seitenbänder zur Trägerfrequenz erkennbar ist. Da das Betriebsverhalten der LE, welches auch auf einer Art AM basiert, mit der Empfangsart des Radios übereinstimmt, wird der Mittelwellen (MW)-Bereich im Radio besonders beeinträchtigt. Aus diesem Grund ziehen die Störungen durch die LE hauptsächlich diesen Frequenzbereich (300 kHz – 3000 kHz) in Mitleidenschaft. Im äußersten Fall ist kein Empfang des Radios im Fahrzeug mehr möglich.

Als eine weitere Herausforderung bedingt durch den pulsierenden Betrieb zeigen sich Lagerströme in der elektrischen Maschine beziehungsweise im nachfolgenden Getriebe in einem BEV oder HEV. Solche treten in unterschiedlichen Ausprägungen auf [9–13], aber vor allem die Electrostatic Discharge Machining (Entladeströme) (EDM) und die zirkulierenden Ströme können die Lebensdauer der Lagerung verringern. EDM-Ströme entstehen durch eine kapazitiv übertragene Spannung von der Wicklung auf die Welle. Im Gegensatz dazu stammen

die zirkulierenden Ströme von einer induzierten Spannung auf der Welle. Diese Spannung entsteht durch eine induktive Kopplung der Ableitströme der Wicklung im Stator [10] auf die Welle. Dennoch entwickeln sich beide Arten der Lagerströme durch die Störspannung des Pulswechselrichters (PWR), die Abschnitt 1.3 genauer beschreibt.

Als letzte Thematik ist die Zulassung der Fahrzeuge zu nennen. Es gibt unterschiedlichste EMV-Normen in den verschiedenen Regionen [N3–N7]. Für eine Zulassung auf dem Markt muss das Fahrzeug all diese Normen einhalten.

1.2 Zielsetzung der Arbeit

Die Aufgabenstellung dieser Dissertation ist eine EMV-gerechte Gestaltung einer elektrischen Maschine für das KFZ. Im Antriebsstrang existieren mehrere Stellschrauben für die Verringerung der elektromagnetischen Beeinflussung (EMI) in LE/PWR und EM. Der optimale Bereich, abgeleitet aus Kosten, Komplexität und Bauraum, befindet sich jedoch in der E-Maschine. Daher wird eine EMV-Maßnahme in die elektrische Maschine integriert. Warum Lösungen im PWR nicht zum Ziel führen, erläutert der Stand der Technik in Kapitel 2.4. Für die Entwicklung dieser EMV-gerechten elektrischen Maschine (IM EMC) gelten folgende Punkte als Zielsetzung:

- Verminderung der Lagerspannung
 - Reduzierung des leitungsgebundenen Störspektrums auf der mechanischen Welle
 - Vermeidung von Lagerströmen
- Keine negativen Auswirkungen auf die Maschinenperformance
 - Wirkungsgrad
 - maximales Drehmoment
 - maximale Leistung

Die entwickelte Maschine soll die Welle-zu-Erde- beziehungsweise Lagerspannung soweit wie möglich vermindern. Da die Anforderungen durch die EMV (\approx mV) höher als durch die Reduzierung der Lagerströme (\approx V) sind, werden diese ebenso durch die gestellten Anforderungen vermieden.

Als zweites Ziel ist die Beibehaltung der Maschinenperformance zu nennen. Die Änderung in der elektrischen Maschine soll keine Auswirkung auf die Performance haben. Der Wirkungsgrad sowie die maximale Leistung sollen erhalten

bleiben. Um die beiden Maschinen, konventionelle und EMV-gerechte, vergleichen zu können, wird von einer Änderung des Blechschnitts abgesehen.

Für die Untersuchung der Lösungsvarianten wird ein Berechnungswerkzeug mit einem Hochfrequenz (HF)-Modell der EM entwickelt. Die Ergebnisse dieses Tools lassen eine Bewertung der Lösungen im Frequenzbereich zu. Anschließend setzt ein Prototyp der IM EMC die am aussichtsreichsten wirkende Maßnahme in einer Maschine um. Zum Abschluss validieren Messungen am Komponentenprüfstand die Berechnungsergebnisse der Simulation mit dem HF-Modell. Zusätzlich führt ein Vergleich der IM EMC mit einer konventionellen elektrischen Maschine zur Einschätzung des Einflusses der Maßnahme auf die Maschinencharakteristik. Eine Vorgabe für diese Arbeit liegt in den zu verwendenden Tools für die Berechnungen und Simulationen, die außer in Matlab[®] nur in Free-ware ablaufen sollen (Finite Element Method Magnetics (Version 4.2, 15 Nov. 2013) (FEMM) und Linear Technology Spice Simulator (Version IV) (LTspice)).

1.3 EMV im elektrischen Antrieb

Alle folgenden Betrachtungen basieren auf dem in Abbildung 1.1 dargestellten elektrischen Antriebsstrang eines BEV oder HEV. Dieser setzt sich aus einem Energiespeicher auf der Gleichstrom (DC)-Seite, der LE oder PWR und einer EM zusammen.

Der PWR verbindet die DC- mit der Wechselstrom (AC)-Seite. Die Transformation von Gleichspannung zum Drehstromsystem erfolgt über Pulsdauermodulation (PDM). Aus diesem Grund sendet die LE leitungsgebundene HF-Störsignale aus. Dadurch stellt diese die sogenannte Störquelle aus Sicht der EMV dar. Die galvanische Übertragung der jeweiligen Störungen erfolgt über die Hochvoltlei-



Abbildung 1.1: Prinzipdarstellung des elektrischen Antriebsstrangs in einem Kraftfahrzeug

tungen (HVL)¹ zur EM beziehungsweise über die sogenannten Traktionsleitungen zur Batterie. Den Einfluss der Batterie und die Auswirkungen auf die EMI der DC-Seite erläutern [14–17] näher. Da die elektrische Maschine und damit einhergehend die AC-Seite im Fokus steht, verzichtet diese Arbeit auf eine detaillierte Betrachtung der DC-Seite.

1.3.1 Leistungselektronik als Störquelle

Für die Transformation der Gleichstromseite auf ein Drehstromsystem können zwei prinzipielle Methoden, das Unterschwingungsverfahren und die Raumzeigermodulation, verwendet werden. Das Unterschwingungsverfahren, auch als Trägerverfahren bezeichnet, nutzt zur Generierung der Schaltimpulse Referenzkurven [18]. In dieser Methode tastet ein Dreieckssignal das Referenzsignal ab. Dadurch erzeugt die Ansteuerung des PWRs die Taktung mit variierender Pulsdauer für die einzelnen Phasen. Dieses Verfahren bezeichnet die Literatur als Sinus-Dreieck-Methode [19]. Eine Injektion der dritten Harmonischen führt zur Erhöhung des Modulationsgrads [18]

$$M = \frac{\hat{u}_{u0,1}}{U_d/2}, \quad (1.1)$$

den Gleichung (1.1) als Verhältnis der Grundschwingungsamplitude $\hat{u}_{u0,1}$ der Phasennullspannung zur halben Zwischenkreis (ZK)-Spannung U_d definiert. Diese Aufprägung mit einem Sinus- oder Dreieckssignal ist auch unter dem Begriff Supersinus-Dreieck-Modulation bekannt [20, 21]. Dadurch erreicht der Modulationsgrad sein Maximum von $M = \frac{2}{\sqrt{3}}$ [18] ohne diskontinuierliches Ansteuerungsverfahren. Abbildung 1.2 zeigt als Beispiel das Verfahren mit einer Überlagerung der dritten Harmonischen. In der oberen Darstellung ist die Referenzkurve mit einem Modulationsgrad $M = 0,9$ und das Abtastdreieck mit der zehnfachen Frequenz $f_c = 10f_a$ zu sehen. Das untere Diagramm stellt die daraus resultierenden Impulse für die Ansteuerung der Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)-Halbbrücke dar. Die PDM durch das Unterschwingungsverfahren ist deutlich zu erkennen.

Als zweite Methodik kommt die Raumzeigermodulation (SVM) zum Einsatz. Dieses rein mathematische Verfahren für die Impulserzeugung ist durch die einfache Implementierung auf Mikrocontrollern weit verbreitet. Zusätzlich ermög-

¹Unter dem Begriff *Hochvolt* werden in der Fahrzeugtechnik alle Spannungen > 60 VDC und > 30 V AC definiert [N8]. Im Vergleich dazu werden in der Elektrotechnik Spannungen > 1 kV AC als Hochspannung bezeichnet [N9].

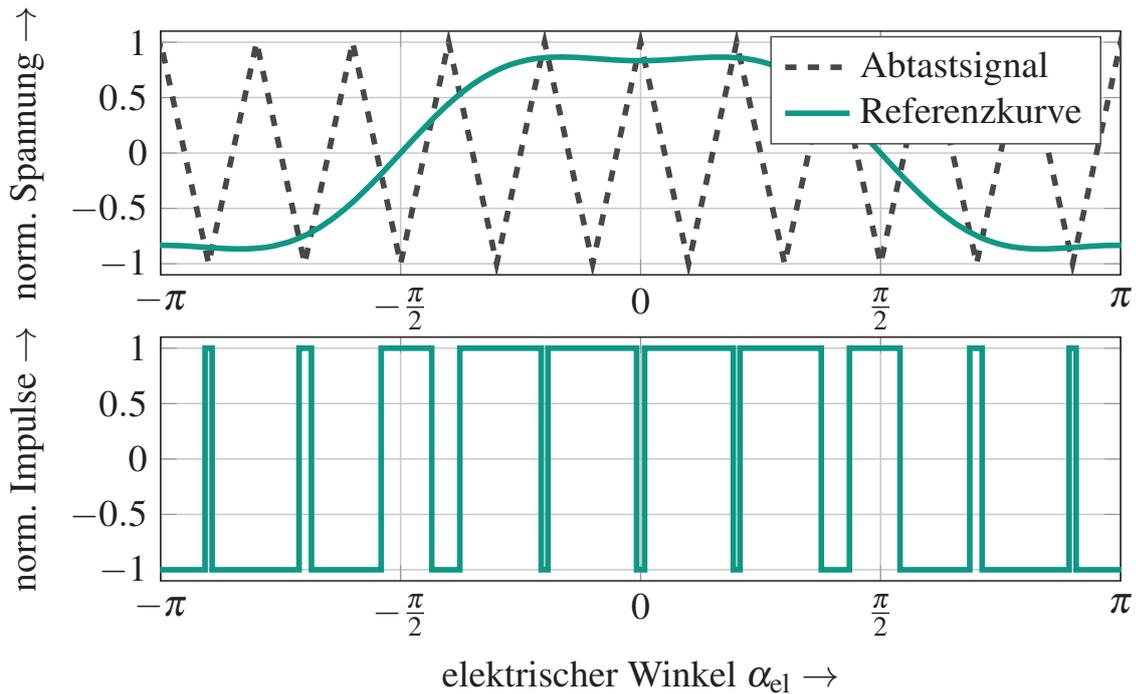


Abbildung 1.2: Referenzkurvenverfahren mit einem Sinussignal mit Injektion der dritten Harmonischen und einem Abtastverhältnis $\frac{f_c}{f_a} = 10$

licht das Verfahren eine Umsetzung von diskontinuierlichen Modulationsarten wie der Flattop-Modulation [19]. Dennoch wird das Referenzkurvenverfahren im Folgenden aus dem Grund der kürzeren mathematischen Herleitung für die Analyse im Frequenzbereich herangezogen.

Durch die Überlagerung der drei Phasen entsteht anschließend die CM-Spannung. Diese ist als Mittelwert der drei Phasenspannungen im Bezug zur Masse [22, 23]

$$u_{cm} = \frac{u_{u0} + u_{v0} + u_{w0}}{3} \quad (1.2)$$

definiert. Zur besseren Erläuterung zeigt Abbildung 1.3 die Zusammensetzung der CM-Spannung durch die drei Phasennullspannungen. u_{cm} besitzt mit

$$u_{cm} = \pm \frac{U_d}{2}, \pm \frac{U_d}{6} \quad (1.3)$$

nur diskrete Werte, da die Phasennullspannungen nur die halbe positive oder die negative Zwischenkreisspannung annehmen können. Die CM-Spannung ist

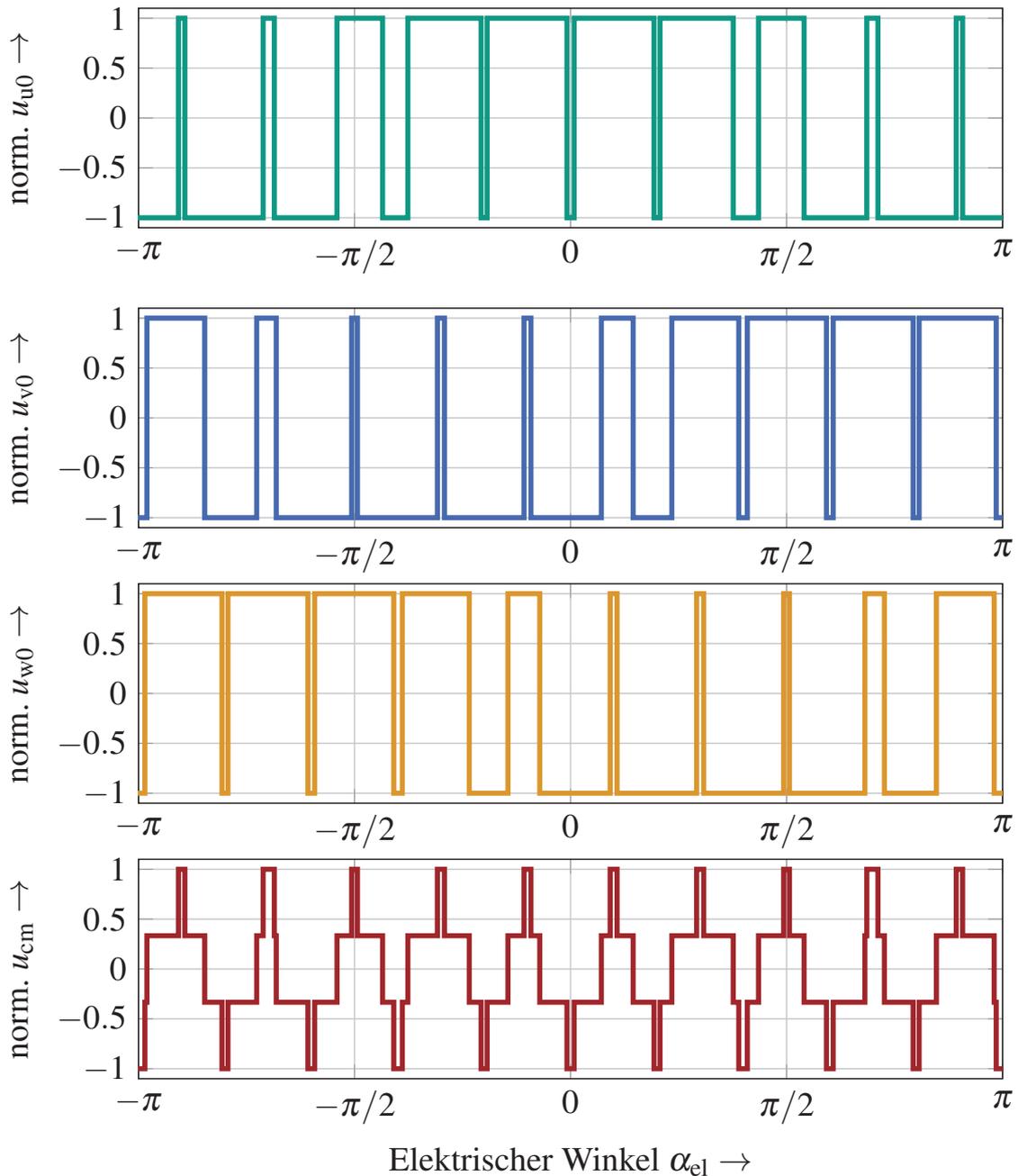


Abbildung 1.3: Entstehung der CM-Spannung aus den drei Phasennullspannungen normiert auf $\frac{U_d}{2}$ und mit einem Abtastverhältnis $\frac{f_c}{f_a} = 10$

die Hauptstörung im elektrischen Antrieb. Alle Arten von Lagerströmen und die EMV/EMI-Problematik basieren auf dieser Spannung, die bei einer klassischen Zweipunkt-Leistungselektronik nicht zu verhindern ist. Deshalb wird im Folgenden das Spektrum dieser Spannung analysiert. Zunächst wird das Spektrum

eines Pulses mit konstanter Dauer betrachtet. Dadurch wird ersichtlich, welche Auswirkung die Schaltflanken und -zeiten auf das Spektrum haben. Anschließend wird in Kapitel 1.3.3 das gesamte Störspektrum eines PWR zur Ermittlung der CM-Spannung analysiert.

1.3.2 Spektrum einfacher Pulse

Das EMV-Verhalten des PWR lässt sich zunächst über einen typischen Impuls der LE charakterisieren. Hierzu stellt Abbildung 1.4 einen Puls und das dazugehörige Frequenzspektrum dar. Für die Kalkulation des Störspektrums wird die Beschreibung eines Pulses im Zeitbereich

$$u(t) = \begin{cases} \frac{U_d}{t_r} \left(\frac{\tau}{2} + \frac{t_r}{2} + t \right) & \text{von } -\frac{\tau}{2} - \frac{t_r}{2} < t \leq -\frac{\tau}{2} + \frac{t_r}{2} \\ U_d & \text{von } -\frac{\tau}{2} + \frac{t_r}{2} < t \leq \frac{\tau}{2} - \frac{t_r}{2} \\ \frac{U_d}{t_r} \left(\frac{\tau}{2} + \frac{t_r}{2} - t \right) & \text{von } \frac{\tau}{2} - \frac{t_r}{2} < t \leq \frac{\tau}{2} + \frac{t_r}{2} \end{cases} \quad (1.4)$$

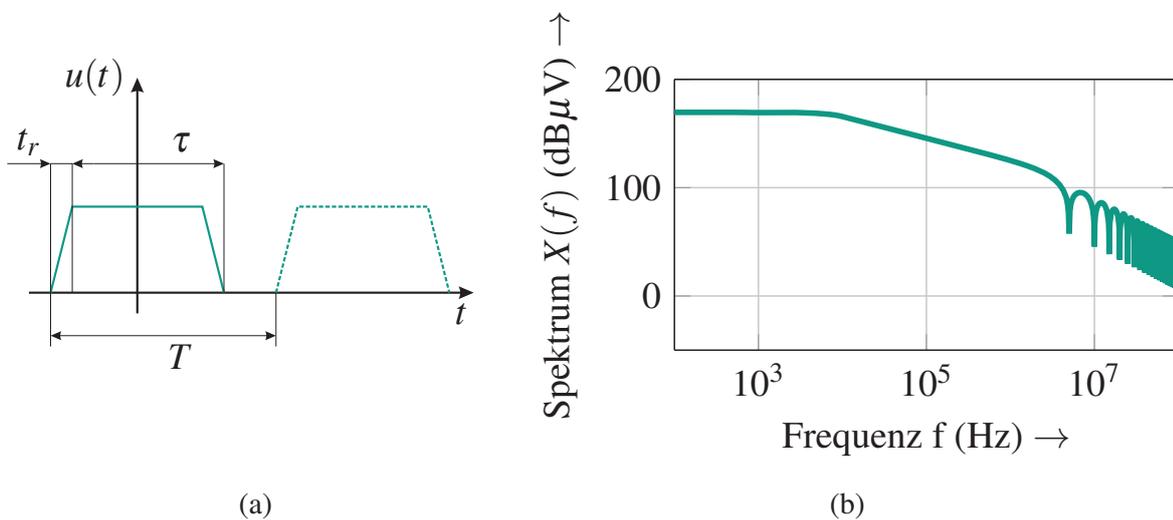


Abbildung 1.4: Prinzipdarstellung der Pulse einer Halbbrücke des PWR (a) und des dazugehörigen Amplitudendichtespektrums $X(f)$, berechnet mit einer Spannung $U_d = 300\text{V}$, einer Pulsdauer $\tau = 50\mu\text{s}$, einer Anstiegszeit $t_r = 200\text{ns}$ und einer Schaltfrequenz $f_c = 10\text{kHz}$ (b) nach [17]

benötigt. Hierbei steht U_d für die Zwischenkreisspannung, t für die Zeit, τ für die Dauer eines Impulses und t_r für die Anstiegszeit. Mit Hilfe der Fouriertransformation [7]

$$X(f) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j\omega t} dt \quad (1.5)$$

wird anschließend das Störspektrum

$$X(f) = 2U_d \frac{\tau}{T} \frac{\sin(\pi f \tau)}{\pi f \tau} \frac{\sin(\pi f t_r)}{\pi f t_r} \quad (1.6)$$

mit der Taktperiode T und der Frequenz f berechnet. Als Vereinfachung gilt die Annahme, dass Anstiegs- und Abfallzeit gleich sind. Das Spektrum ist zunächst konstant und sinkt ab einer Frequenz $f = 10\text{kHz}$ mit 20dB pro Dekade [7, 24]. Ab einer Frequenz von $f = 1,6\text{MHz}$ fällt die Steigung der Kennlinie auf -40dB/Dekade . Diese zweite Grenzfrequenz stammt aus dem Term

$$\frac{\sin(\pi f t_r)}{\pi f t_r} \quad (1.7)$$

mit der Anstiegszeit t_r . Bei einer Vergrößerung dieser und der daraus resultierenden Reduzierung der Spannungssteilheit $\frac{du}{dt}$ nimmt die Höhe des Ausgangsspektrums bei großen Frequenzen f ab. Durch die Veränderung der Spannungssteilheit $\frac{du}{dt}$ geht aber eine Erhöhung der Schaltverluste des PWR mit einher. Die analytische Gleichung [25]

$$P_{SV} = \frac{6}{\pi} f_c (W_{\text{on,I}} + W_{\text{off,I}} + W_{\text{off,D}}) \frac{U_d}{U_{\text{ref}}} \frac{\hat{i}_L}{i_{\text{ref}}} \quad (1.8)$$

kalkuliert die Schaltverluste P_{SV} mit den Einschalt- bzw. den Ausschaltenergien $W_{\text{on,I}}$, $W_{\text{off,I}}$ für die IGBTs sowie $W_{\text{off,D}}$ für die Diode und mit dem Spitzenwert des zuführenden AC-Stroms \hat{i}_L . In (1.8) stehen die Spannung U_{ref} und der Strom i_{ref} für die Referenzwerte des jeweiligen Datenblatts. Die höhere Einschaltzeit lässt sich mit Vergrößerung des Gatewiderstands erreichen, jedoch ergibt sich dadurch eine Erhöhung der Ein- und Ausschaltenergien im IGBT (vgl. hierzu [26, 27]). Aus diesem Grund erhöhen sich die Schaltverluste, was zu einer Reduzierung der Lebensdauer des PWR führt. Deshalb ist die Verringerung der Spannungssteilheit $\frac{du}{dt}$ am Halbleiter nur bedingt umsetzbar [17], da die geforderten Ziele der Lebensdauer im Widerspruch zur EMV-Thematik stehen.

1.3.3 Störspektrum der Spannungen des Pulswechselrichters

Das Amplitudendichtespektrum, auch als Hüllkurve bezeichnet, zeigt Einflussfaktoren der einzelnen Schalter auf das Störspektrum auf. Im Ausgangsspektrum sind jedoch nicht alle Frequenzen, sondern nur diskrete Werte vertreten. Ebenso wie das Störspektrum eines Pulses kann dies mit der Fourier-Transformation berechnet werden [19].

Der Ansatz für diese Berechnung nimmt an, dass das Signal einer Halbbrücke aus zwei Zeitvariablen $x(t) = \omega_c t + \Theta_c$ für die Taktfrequenz und $y(t) = \omega_a t + \Theta_a$ für die Arbeitsfrequenz besteht [19]. Die Ausgangsspannung

$$u_{i0} = M \cos(\omega_a t + \Theta_{a,i}) \quad i = u, v, w \quad (1.9)$$

bestimmt die Schaltbedingungen der Halbbrücken für eine Sinus-Dreieck-Modulation von $\frac{U_d}{2}$ nach $-\frac{U_d}{2}$ zu [19]

$$x = 2\pi p - \frac{\pi}{2}(1 + M \cos \omega_a t) \quad p = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (1.10)$$

Für den Umkehrschaltvorgang von $-\frac{U_d}{2}$ nach $\frac{U_d}{2}$ ist die Schaltbedingung [19]

$$x = 2\pi p + \frac{\pi}{2}(1 + M \cos \omega_a t) \quad p = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (1.11)$$

zu definieren. Mit den Gleichungen (1.10) und (1.11) als Integrationsgrenzen und der komplexen Fouriertransformation [19]

$$\underline{C}_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi - \frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\pi} U_d e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (1.12)$$

berechnet sich die Ausgangsspannung [19]

$$\begin{aligned} u_{u0} &= U_d M \cos \omega_a t + \\ &+ \frac{2U_d}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left((m+n) \frac{\pi}{2} \right) \cos (m\omega_c t + n\omega_a t) \end{aligned} \quad (1.13)$$

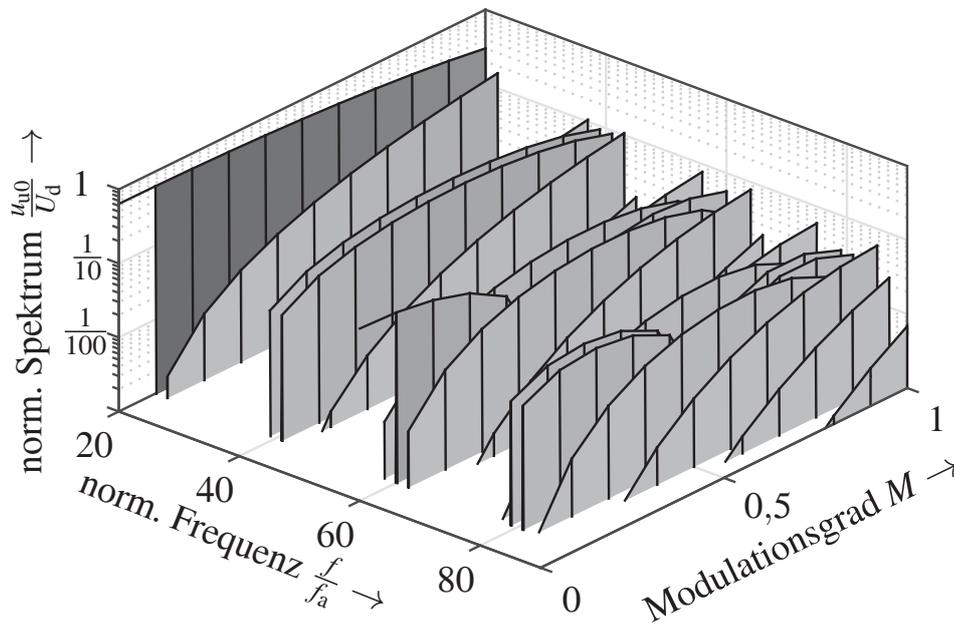


Abbildung 1.5: Normiertes Störspektrum der Phasennullspannung u_{u0} einer Halbbrücke der Leistungselektronik mit Sinus-Dreieck-Modulation und dem Frequenzverhältnis $\frac{f_c}{f_a} = 20$ nach [22]

mit der ZK-Spannung U_d , der Kreisfrequenz ω_c für die Taktung und der Arbeitskreisfrequenz ω_a [19]. Außerdem ist in der Lösung die Bessel-Funktion $J_n\left(m\frac{\pi}{2}M\right)$ mit der Ordnung n enthalten, wodurch der Modulationsgrad M das Ausgangsspektrum beeinflusst. Des Weiteren kommen durch den Faktor $\sin\left((m+n)\frac{\pi}{2}\right)$ nur Frequenzen

$$f = mf_c \pm nf_a \quad (1.14)$$

mit einer ungeraden Summe der Ordnungszahlen m und n vor, was zusätzlich das alleinige Auftreten ungerader Vielfacher der Taktfrequenz impliziert [19]. In Abbildung 1.5 ist das Spektrum der Phasennullspannung u_{u0} einer Halbbrücke in Abhängigkeit von der Frequenz und dem Modulationsgrad zu sehen. Die Darstellung normiert die gezeigten Frequenzen auf die Arbeitsperiode f_a für einen besseren Überblick. Der Modulationsgrad besitzt einen deutlichen Einfluss auf die Harmonischen. So treten einige erst mit der Erhöhung von M auf, wohingegen sich Amplituden anderer Frequenzen reduzieren. Das Spektrum ist außerdem von der Modulationsart abhängig, was Holmes et al. [19] genauer erläutern. Des Weiteren verändern sogenannte diskrete Modulationsarten wie die Flattop-

Modulation das Frequenzspektrum deutlich, weil Bereiche entstehen, in denen die Halbbrücken nicht mehr takten. Daraus resultieren weitere Frequenzanteile im Spektrum der Seitenbänder der Taktfrequenz [19].

1.3.4 Common- und Differential-Mode im Dreiphasensystem

Ein grundlegendes Konzept für die Analyse von Netzwerken in der EMV besteht aus der Betrachtung von Gleichtakt- (CM) und Gegentaktstörung (Differential-Mode (DM)). Im einphasigem System ist dieses ausgereift und schon sehr lange im Einsatz [28]. Mit den einzelnen Spannungen der jeweiligen Leitungen u_{+0} und u_{-0} ermitteln die Gleichungen [28–30, N10]

$$u_{\text{cm}} = \frac{u_{+0} + u_{-0}}{2} \quad (1.15)$$

$$u_{\text{dm}} = u_{+0} - u_{-0}$$

Common- und Differential-Mode-Spannung. u_{cm} beschreibt die symmetrische Störspannung der Leitungen gegenüber Erde. Im Vergleich dazu steht die DM-Spannung u_{dm} für die asymmetrische Spannung zwischen den Leitungen.

Eine solche Beschreibung des CM/DM-Konzepts fehlt für das Dreiphasensystem. Dennoch kommt die grundlegende Definition der Pfade auch im Drehstromsystem zur Anwendung [22, 28]. Abbildung 1.6 zeigt diesbezüglich den elektri-

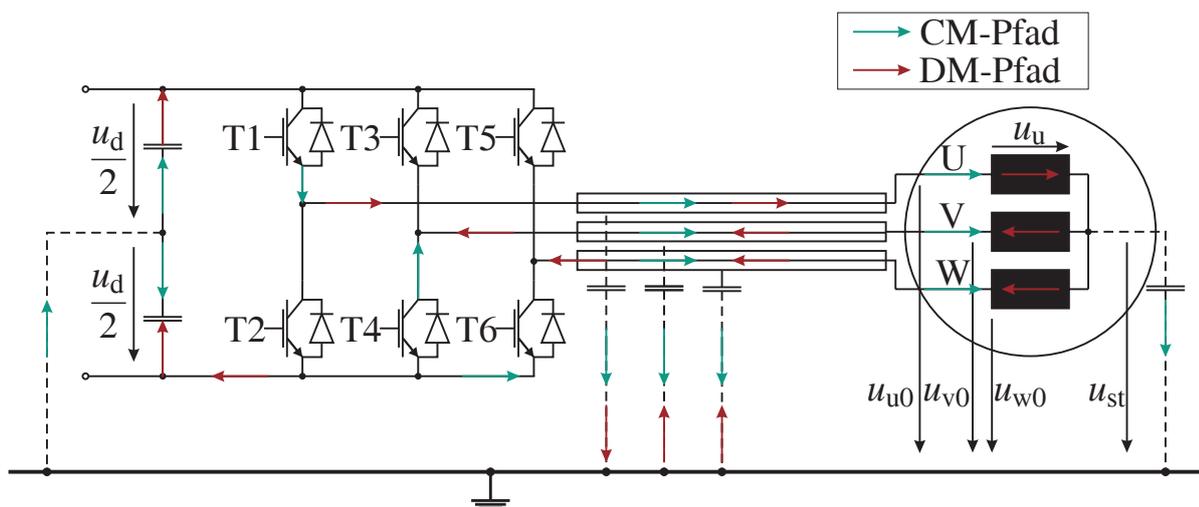


Abbildung 1.6: Darstellung der DM- (rot) und CM-Pfade (grün) des Dreiphasensystems bei einem Impuls in Phase U im elektrischen Antriebsstrang eines KFZ nach [22]

schen Antriebsstrang mit den eingezeichneten Pfaden. Der CM-Pfad läuft durch die parasitären Kapazitäten des Systems über Erde zurück zum Zwischenkreis, wohingegen der DM-Pfad nur auf den Hochvoltleitungen bleibt. Auf einer Leitung, in diesem Fall Leitung U, führt der Pfad für die leitungsgebundenen DM-Störungen zur Maschine hin, und die beiden anderen ergeben den Rückpfad zurück zum Zwischenkreis. Dort schließt sich der DM- ebenso wie der CM-Pfad. Zusätzlich zeigt Abbildung 1.6 die Spannungen der elektrischen Maschine und des zweigeteilten Zwischenkreises, der zur symmetrischen Berechnung dient. Der Pfad über den Rotor der elektrischen Maschine ist aus Übersichtsgründen in dieser Darstellung vernachlässigt (vgl. hierzu Abbildung 4.1).

Gleichung (1.13) zeigt bereits die Berechnung der Störspannung für eine Phase u_{u0} gegenüber Bezugspotential. Mit den drei Phasenspannungen $u_{uvw,0}$ im Bezug zur Erde ermittelt Gleichung

$$u_{cm} = u_{st} = \frac{u_{u0} + u_{v0} + u_{w0}}{3} \quad (1.16)$$

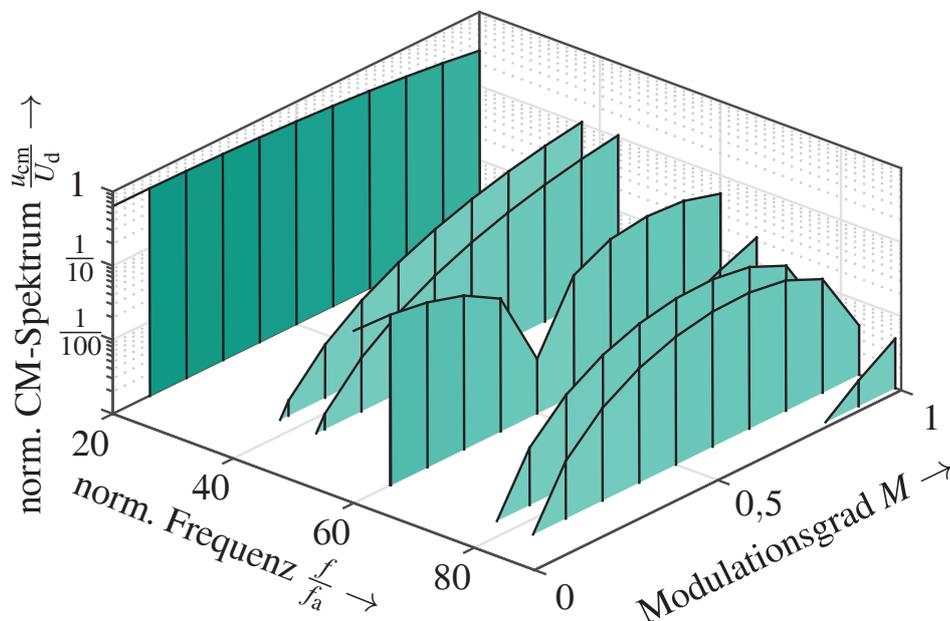


Abbildung 1.7: Normiertes Common-Mode-Störspektrum einer Sinus-Dreieck-Modulation mit dem Frequenzverhältnis $\frac{f_c}{f_a} = 20$

die CM-Spannung [22, 23]. Mit (1.13) für alle drei Phasen und (1.16) bestimmt

$$u_{\text{cm}} = \frac{2U_d}{3\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left((m+n) \frac{\pi}{2} \right) \cdot \left[1 + 2 \cos \left(n \frac{2\pi}{3} \right) \right] \cos(m\omega_c t + n\omega_a t) \quad (1.17)$$

das Spektrum [22]. Durch den Faktor $\sin \left((m+n) \frac{\pi}{2} \right)$ treten wiederum nur Frequenzkomponenten auf, bei denen $n+m$ ungerade ist, wie bereits Gleichung (1.13) zeigt. Zusätzlich kommen durch den Term $\left[1 + 2 \cos \left(n \frac{2\pi}{3} \right) \right]$ nur die dritten Harmonischen der Arbeitsfrequenz vor.

Abbildung 1.7 zeigt das Störspektrum der CM-Spannung der Sinus-Dreieck-Modulation nach Gleichung (1.18). Dieses Spektrum hängt wiederum nicht nur von der Frequenz, sondern auch vom Modulationsgrad M ab, der mit der Besselfunktion $J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right)$ in die Gleichung eingeht. Außerdem bildet dies nur einen Teil des Ausgangsspektrums der LE ab (vgl. hierzu Abb. 1.5).

Mit der Masche $u_{u0} = u_u + u_{\text{st}}$, der Sternpunktspannung $u_{\text{st}} = u_{\text{cm}}$ sowie der Strangspannung $u_u = u_{\text{dm}}$ (siehe hierzu Abb. 1.6) wird die DM-Störspannung

$$u_{\text{dm}} = \frac{4U_d}{\sqrt{3}\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left((m+n) \frac{\pi}{2} \right) \cdot \sin \left(n \frac{\pi}{3} \right) \cos(m\omega_c t + n\omega_a t) \quad (1.18)$$

ermittelt. Erneut spielen nur ungerade Kombinationen der Harmonischen von Arbeitsfrequenz und Taktfrequenz eine Rolle. Des Weiteren können in der Gegentaktspannung durch den Term $\sin \left(n \frac{\pi}{3} \right)$ keine dritten Harmonischen entstehen. Daher setzt sich das Frequenzspektrum der Phasennullspannung aus DM- und CM-Spannung zusammen, wobei die Differential-Mode-Spannung den Strom, der zur Drehmomentbildung von Nöten ist, durch die Spulen treibt.

1.3.5 Elektrische Maschine im Störfeld der EMV

Das Störspektrum des PWRs wird über die HVL an die elektrische Maschine übertragen. Die Maschine bildet zum einen eine Störsenke, weil die CM-Spannung zu Lagerströmen führt. Diese Ströme können einen mechanischen Ausfall der EM bewirken. Zum anderen ist die elektrische Maschine ein weiterer Koppelpfad für die Störungen. Durch die parasitären Strukturen in der elek-

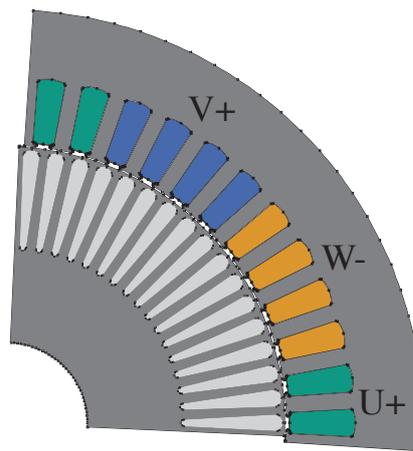


Abbildung 1.8: Blechschnitt der verwendeten Induktionsmaschine

trischen Maschine können die HF-Störungen auf die Sensorik und auf den Rotor gelangen. Entweder über die Leitungen der Sensorik oder über die mechanische Welle treten die Signale anschließend aus dem Gehäuse und somit aus dem geschirmten Bereich. Dies kann zur EMI des Radios oder weiterer Sensorik führen.

In dieser Arbeit wird als elektrische Maschine eine Asynchronmaschine bzw. Induktionsmaschine (IM) betrachtet (siehe Abbildung 1.8). Diese Maschinenart ist typisch für einen Traktionsantrieb in einem BEV und bereits beim Tesla Model S sowie Model X serienmäßig im Einsatz [31]. Die in dieser Arbeit verwendete IM besitzt vier Pole und 48 Nuten im Stator. Außerdem hat diese Maschine eine Dauerleistung $P_N = 40 - 60 \text{ kW}$ sowie ein maximales Drehmoment $M_{\max} = 200 - 350 \text{ Nm}$. Weitere Daten zur verwendeten IM sind in Anhang A.2 zu finden.

1.4 Gliederung der Arbeit

Zuerst erläutert Kapitel 2 den Stand der Technik. Dieser ist in EMV im elektrischen Antriebsstrang, Lagerströme und -spannung, Modellierung von elektrischen Maschinen sowie EMV-Maßnahmen untergliedert.

Kapitel 3 stellt anschließend ein HF-Maschinenmodell und eine Parameteridentifikation mit Hilfe von Finite-Elemente-Methode (FEM)-Simulationen und analytischen Berechnungsmethodiken vor. Die numerischen Kalkulationen verwenden den elektrostatischen, den magnetostatischen oder den zeitharmonischen Solver, um die Parameter aus dem FEM-Modell zu erlangen. Des Weiteren fin-

det die Validierung des vorgestellten Modells im Frequenz- und im Zeitbereich statt.

Kapitel 4 beschäftigt sich mit der Analyse der verschiedenen Abhilfemaßnahmen in der elektrischen Maschine. Da diese Lösungen nicht auf Kosten von Leistung und Performance der vorhandenen IM gehen soll, ist eine Veränderung des Blechschnitts beziehungsweise der Wicklungskonfiguration nicht möglich. Dennoch werden verschiedenste Entstörkonzepte diskutiert, wozu ein simulationsbasierter Ansatz gewählt wird. Zunächst erläutert dieses Kapitel den Einfluss des Abschlusswiderstands auf die Simulation der EMV-Maßnahmen, da dieser einen enormen Einfluss auf die Ergebnisse besitzt. Anschließend werden alle Möglichkeiten im Lösungsraum mit dieser Simulation im HF-Bereich bewertet. Durch Berücksichtigung weiterer Kriterien wie Bauraum und Kosten kann eine Maßnahme für die Verminderung der Lagerspannung über eine Bewertungsmatrix ausgewählt werden.

In Passus 5 wird die gefundene Lösung, eine Abschirmung des Rotors, dimensioniert. Hierzu wird zum einen ein Simulationswerkzeug zur Berechnung von Kennfeldern in FEMM/Matlab[®] erörtert. Dieses Tool berechnet über einen Algorithmus wirkungsgradoptimale Arbeitspunkte, die zur Bestimmung verschiedener Kennfelder über den gesamten Betriebsbereich dienen. Die Analyse vergleicht die verschiedenen Maschinentypen – konventionell und EMV-gerechtmiteinander, wodurch eine Identifizierung der Auswirkungen des Schirms stattfindet. Zudem wird der Faradaysche Käfig thermisch analysiert, um Auswirkungen von Stromwärmeverlusten zu erkennen und Abhilfemaßnahmen in die Konstruktion einfließen zu lassen.

Ein Prototyp, welcher am Prüfstand erprobt wird, setzt die EMV-gerechte elektrische Maschine um. Mit den Ergebnissen validiert Kapitel 6 die Simulationen der konventionellen Maschine (CIM) und der IM EMC. Anschließend vergleicht dieser Abschnitt die Messergebnisse der EMV-relevanten Größen der beiden Maschinen, was in Zeit- und Frequenzbereich unterteilt ist. Zusätzlich wird die Performance der beiden Maschinen gegenübergestellt. Dabei werden die maximalen Drehmomente und Leistungen betrachtet, da dies der erste Indikator für eine Abweichung ist. Anschließend bewertet dieses Kapitel die Wirkungsgrade beider Maschinen. Zum Abschluss folgt auf die Gegenüberstellung ein Fazit mit den gewonnenen Erkenntnissen.

2

Stand der Technik

Die EMV im elektrischen Antrieb ist Forschungsgebiet, seit PWRs elektrische Maschinen speisen, weil es mit dieser Neuerung in der Antriebstechnik zu neuen Effekten gekommen ist. Zusätzlich werden mit dem Einsatz eines elektrischen Antriebes für die Traktion in der Elektromobilität neue Impulse gesetzt. Bei einem Elektrofahrzeug muss nämlich darauf geachtet werden, dass keine EMI-Störeffekte auftreten. Da der elektrische Antrieb eine deutlich größere Leistung als alle anderen elektrischen Bauteile im Fahrzeug besitzt, ist die Integration des E-Antriebs für die EMV eine Herausforderung.

Der erste Abschnitt 2.1 in diesem Kapitel beschreibt die bereits durchgeführten Arbeiten im Themengebiet EMV im elektrischen Antriebsstrang. Diese Veröffentlichungen modellieren die Komponenten des Antriebsstrangs für eine HF-Betrachtung. Diese Modelle werden für die Filterauslegung in der Leistungselektronik verwendet. Passus 2.2 geht anschließend auf die Auswirkungen der CM-Störung in der elektrischen Maschine ein. In der Literatur werden unterschiedlichste Lagerströme sowie parasitäre Spannungen beschrieben. Die bisherigen Arbeiten auf diesem Gebiet beschäftigen sich vor allem mit den Strömen durch die Lager. Anschließend erklärt Abschnitt 2.3 verschiedenste Modellierungsarten der elektrischen Maschine. Da für eine EMV-Betrachtung gesonderte Modelle der elektrischen Maschine notwendig sind, werden diese explizit betrachtet und analysiert. Abschließend widmet sich Kapitel 2.4 den Gegenmaßnahmen in der EMV. Dabei wird nicht nur die auf die Varianten in der E-Maschine eingegangen, sondern auch die Leistungselektronik betrachtet. In dieser Unter-

Tabelle 2.1: Übersicht des Stands der Technik zu den behandelten Themen

Kapitel	Themen
<p>2.1 EMV im elektrischen Antriebsstrang</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Entstehung, Ausbreitung und Filterung von EMI [14, 32–35] • Integration des elektrischen Antriebs ins KFZ [14, 35–39] • Modellbildung des elektrischen Antriebsstrangs [14, 32–39]
<p>2.2 Lagerströme und parasitäre Spannungen in elektrischen Maschinen</p>	<ul style="list-style-type: none"> • klassische Lagerströme [12, 40, 41] • EDM-Ströme [9–11, 42–49] • zirkulierende Lagerströme [13, 50, 51] • Modellierung und Analyse von Lagerströmen [52–58]
<p>2.3 Modellierung von elektrischen Maschinen</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Übertragungsleitungsmodell [51, 59–66] • Frequenzantwort- bzw. Frequenzverhaltensmodell [32, 63, 67–72]
<p>2.4 EMV-Maßnahmen im Antriebsstrang</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Gegenmaßnahmen in der Leistungselektronik [73–79] • Wellenerdung [80–83] • Schirmung des parasitären elektrischen Felds [84–88]

suchung wird aufgezeigt, warum diese Verminderungsmaßnahmen nicht zum Erfolg führen. Tabelle 2.1 stellt eine Übersicht des Stands der Technik mit allen im Folgenden behandelten Themen dar.

2.1 EMV im elektrischen Antriebsstrang

[14, 32–39] beschäftigen sich bereits mit der Thematik EMV/EMI im elektrischen Antriebsstrang. Zhong et al. [32] beschreiben die EMV bei Hochleistungsantrieben mit hochfrequenten Schaltern in Industrieanlagen. Im ersten Schritt zeigen Laborversuche die Überschreitung der einzuhaltenden Grenzwerte der Comité international spécial des perturbations radioélectriques (CISPR)-Standards (CISPR-16 [N10]) mit den untersuchten Antrieb auf. In einem zweiten Schritt untersuchen Zhong et al. den Einfluss von Filtern auf die EMV-Performance. Zunächst analysiert die Veröffentlichung hierzu zwei AC-Filter-Topologien. Da beide externe Filter die Störungen nicht dämpfen können, fügen Zhong et al. EMI-Verminderungsmaßnahmen in den Inverter ein. Erst diese Änderung der Topologie führt zu einer Verbesserung der Ausgangsspannung. Diese Arbeit erweitern Zhong et al. in [33] mit einem analytischen Ansatz zur Berechnung des Störspektrums.

Hoene [34] entwickelt eine Berechnungsmethode für die Entstehung, Ausbreitung und Filterung von elektromagnetischen Interferenzen. Dabei modelliert und validiert er alle Bauteile für eine Kalkulation der EMV-Herausforderungen des elektrischen Antriebsstrangs. Bei der Modellierung der LE ergeben sich zwei neue Aspekte. Einerseits muss die magnetische Kopplung der Bauteile mit der Leiterplatte im Modell berücksichtigt werden. Andererseits zeigt Hoene die Beeinflussung durch die Koppelpfade auf. Falls ein Pfad durch einen Filter gedämpft ist, kann trotzdem ein zweiter zu EMI-Störungen führen. Zusätzlich zur Modellierung und Entwicklung der Berechnungsmethodiken stellt Hoene [34] eine praktische Auslegung von Filtermaßnahmen vor. Hierzu erfolgt eine Einteilung des Frequenzbands in drei Teile. Im unteren Frequenzbereich ruft der Gleichrichter Störungen hervor, die über den Vergleich der Quasi-Peak-Werte mit den Mittelwerten bestimmt werden. Ein ausgelegter Tiefpassfilter, der ebenso den mittleren Frequenzbereich abschwächt, vermindert die Störungen. Für den dritten Frequenzbereich wird ein weiterer Filter benötigt.

Guttowski et al. [14] erläutert die Integration des elektrischen Antriebs in das Kraftfahrzeug, da die EMV-Anforderungen im Automobil sehr anspruchsvoll sind. Zunächst erstellen sie eine Analyse des Antriebsstrangs auf Basis der Modelle von [34]. Die Leistungselektronik stellt die Störquelle dar, wohingegen alle

anderen Bauteile zum Kopplungspfad gehören, welchen die Veröffentlichung im zweiten Teil genauer betrachtet. Da das Hochvoltsystem (HV) gegenüber dem Niederspannungssystem (NV) isoliert ist, werden drei Kopplungspfade, nämlich der DC/DC-Wandler, die Kontroll- und Versorgungseinheit des PWRs und die Kopplung zwischen den parallelen Leitungen, in Betracht gezogen. Des Weiteren verwendet die beschriebene Dimensionierung von verschiedenen Maßnahmen (Schirmung und Filterung) die Grenzwerte nach SAE J113/41 Tabelle 6 [N7] für eine kostenoptimale Lösung im Antriebssystem. [35] untersucht explizit den Koppelpfad über die parallelen Hochvoltleitungen. Die Analyse modelliert die Leitungen und validiert die Resultate mit Messungen. Außerdem vergleicht die Veröffentlichung Grenzwerte für geschirmte und ungeschirmte Leitungen. Dadurch ist eine Abwägung von Schirmen oder Filtern mit den Kriterien Kosten, Masse und Bauraum möglich.

[36–39] untersuchen die leitungsgebundenen sowie die ausgesendeten Störungen anhand von simulationsbasierten Ansätzen. [36] befasst sich mit der Modellierung der Batterie und der Traktionsleitungen auf der DC-Seite mit der Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language (VHDL-AMS). Zur Vervollständigung des Antriebsstrangs verwendet der Konferenzbeitrag Standardmodelle der LE und der EM. Mit den Ergebnissen für den Antrieb im Zeitbereich und einer Fast-Fourier-Transformation (FFT) zeigt die Analyse mithilfe von 3D-Simulationen die Einstrahlung auf die AM-Antenne eines Fahrzeugs. Damit ist die Möglichkeit zur Fahrzeugoptimierung gegeben. [37] untersucht die Kopplung zwischen HV- und NV-Ebene, die über einen DC/DC-Wandler miteinander verbunden sind. Die vorgestellten Modelle repräsentieren die Realität bis 20 – 30 MHz. Im Gegensatz dazu modelliert die Veröffentlichung [38] den PWR. Zusätzlich zu den vorgestellten Bauteilmodellen von Diode und IGBT berücksichtigen Niedwiedz et al. die parasitären Strukturen, also Anschlussimpedanzen und Gate-Kapazitäten. Die Modelle sind validiert und zeigen ihre Funktionalität für stationäre Arbeitspunkte. In der Erweiterung [39] stellen dieselben Autoren noch ein Ersatzschaltbild (ESB) für die EM vor.

Erweiterung zum Stand der Technik

Alle bisherigen Veröffentlichungen, die sich mit der Betrachtung der EMV im elektrischen Antriebsstrang beschäftigen, modellieren die elektrische Maschine, nutzen diese Modelle aber nur zur Filterauslegung in der Leistungselektronik und nicht zur weiteren Untersuchung der EM. Außerdem bildet die elektrische Maschine keine Störquelle oder einen Koppelpfad.

Im Vergleich dazu verwendet die vorliegende Arbeit die erarbeiteten Modelle zur weiteren Betrachtung der Komponente EM, da diese im Fahrzeug der Hauptkoppelpfad für die Störung im AM-Bereich ist. Dabei wird eine Maßnahme in die elektrische Maschine integriert und dimensioniert. Dies wird zunächst mittels Simulationen analysiert, wofür das EM-Modell benötigt wird.

2.2 Parasitäre Spannungen und Lagerströme der elektrischen Maschine

In der Literatur stehen bei HF-Untersuchungen in elektrischen Maschinen vor allem Lagerströme im Fokus. Dieser Effekt existiert, seit elektrische Maschinen entwickelt werden, wobei dies in den Anfängen nicht auf hochfrequente Vorgänge zurückzuführen war. Diese sogenannten „klassischen Lagerströme“ [12] entstammen der Exzentrizität des Rotors oder den asymmetrischen magnetischen Eigenschaften des Stators [40, 41]. Dadurch entsteht ein Kreisfluss im Joch, der eine Spannung zwischen den Enden der Welle induziert, die wiederum niederfrequente Lagerströme hervorruft. Diese Ströme treten heutzutage bei Traktionsantrieben in BEV oder HEV nicht mehr auf, da die Blechschnitte aus einem Blech gefertigt werden. Segmentierte Statoren treten bei einem Einsatz von Zahnspulen auf, wobei ein Luftspalt zwischen zwei Segmenten des Jochs durch

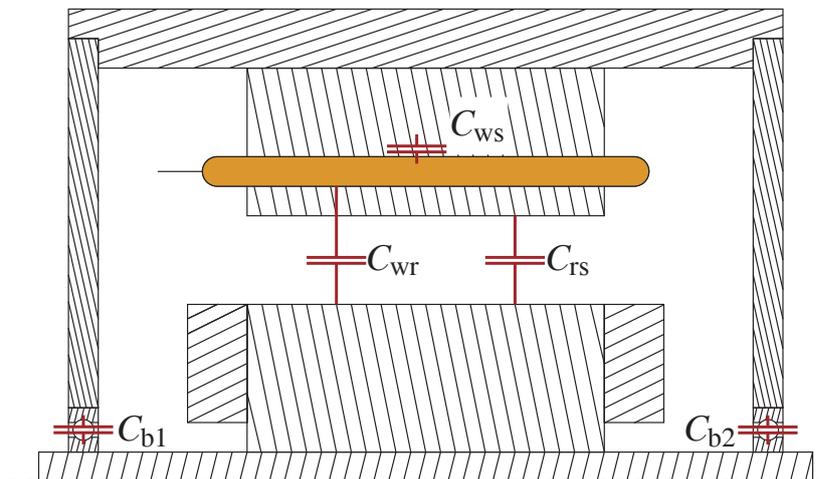


Abbildung 2.1: Seitenansicht einer Asynchronmaschine und Darstellung der parasitären Kapazitäten in einer elektrischen Maschine mit der Wicklung-Stator-Kapazität C_{ws} , der Wicklung-Rotor-Kapazität C_{wr} , der Rotor-Stator-Kapazität C_{rs} und den Lagerkapazitäten $C_{bi}, i \in 1,2$ nach [11]

Fertigungstoleranzen vermieden wird. Ebenso stellen auch Exzentrizitäten des Rotors durch die eng gewählten Fertigungstoleranzen kein Problem mehr dar.

Jedoch haben sich mit der Speisung durch PWR neue Lagerstromarten ergeben. Aus der Ansteuerung mit der LE resultieren hohe Schaltfrequenzen und steile Spannungsanstiege sowie die CM-Spannung. Diese drei Effekte führen zu HF-Lagerströmen, die ebenso gefährlich wie die klassischen Lagerströme sind.

Chen et al. [9] haben diese Ströme als Erstes untersucht und sind zu dem Schluss gekommen, dass zwei Arten von Strömen existieren. Zum einen entsteht bei niedrigen Drehzahlen ein direkter Kontakt zwischen den Wälzkörpern des Lagers und den Laufbahnen, wodurch Ausgleichsströme fließen können. Zum anderen treten Entladeströme auf, sobald das Lager eine isolierende Wirkung besitzt. Diese sogenannten EDM-Ströme können gefährlich für die Lebensdauer der Lager werden [42] und sind verantwortlich für das sogenannte Pitting [12, 43–45].

Nach Hausberg [12], der sich ausführlich mit dem Thema Lagerströmen beschäftigt hat, basieren diese Ströme auf einem kapazitiven Effekt. Durch die Isolierungen in der elektrischen Maschine kommt es zur Bildung parasitärer Kapazitäten der Wicklung zu anderen Bauteilen wie Stator und Rotor. Eine Übersicht über alle parasitären Kapazitäten in einer elektrischen Maschine zeigt Abbildung 2.1. Die Kapazitäten ergeben ein parasitäres ESB der EM, welches in Abbildung 2.2 zu sehen ist. Über den ersten Pfad (C_{ws}) fließen die sogenannten CM-Ströme über den Stator Richtung Erde. Diese Ströme sind für die zirkulierenden Lagerströmen relevant, welche der nächste Absatz in diesem Kapitel erläutert. Im zweiten Pfad entsteht aus der CM-Spannung eine parasitäre Spannung auf der Welle über einem kapazitiven Spannungsteiler. Dabei nimmt die Lagerspannung

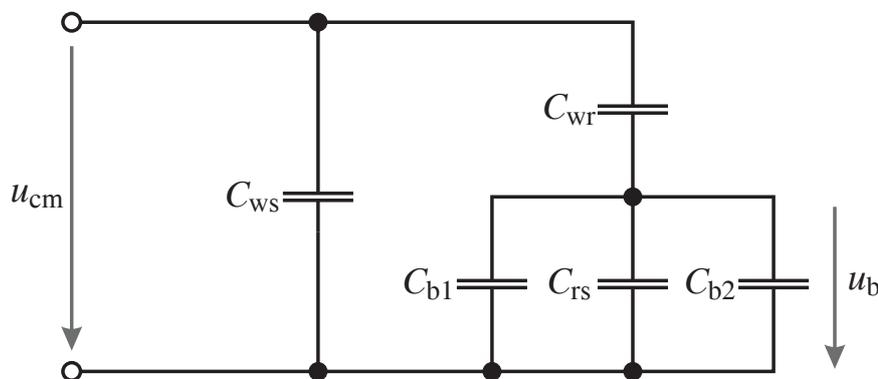


Abbildung 2.2: Prinzipdarstellung der parasitären HF-Struktur in einer elektrischen Maschine nach [11]

2.2 Parasitäre Spannungen und Lagerströme der elektrischen Maschine

nur noch einen Bruchteil, das sogenannte Lagerspannungsverhältnis (Bearing Voltage Ratio (BVR)), der Common-Mode-Spannung ein. Die Gleichung

$$\text{BVR} = \frac{u_b}{u_{\text{cm}}} = \frac{C_{\text{wr}}}{C_{\text{wr}} + C_{\text{rs}} + C_{\text{b1}} + C_{\text{b2}}} \quad (2.1)$$

beschreibt das BVR mit der Lagerspannung u_b und der Common-Mode-Spannung u_{cm} . Dieses lässt sich mit dem Verhältnis der Kapazitäten von Wicklung-Rotor C_{wr} zu Stator-Rotor C_{rs} und den Lagern C_{b1} und C_{b2} errechnen. Die Spannung u_b ist die Ursache für die Durchschläge in den Lagern [11, 46, 47]. Ein ESB für die Berechnung der EDM-Ströme in einer elektrischen Maschine ist in Abbildung 2.3 zu sehen. Dieses Modell basiert auf dem parasitären Verhalten der Maschine und dem Durchschlagsmodell eines Lagers. Der Durchschlag wird über einen Schalter und einen Widerstand modelliert. Sobald ein EDM-Strom auftritt, schließt sich der Schalter und die Lagerkapazität C_b kann sich über den Widerstand R_{EDM} entladen. Da diese Ströme unabhängig von der Größe der elektrischen Maschine auftreten, sind vor allem kleinere Maschinen durch diese Art der Lagerströme gefährdet [47]. Aus diesem Grund sind bei Industrieanlagen typischerweise Motoren bis zu 20kW bei 1500min^{-1} von EDM-Strömen betroffen [47]. Außerdem kann der genaue Zeitpunkt eines Auftretens bei mehreren 1000 Durchschlägen je Sekunde nicht vorhergesagt werden,

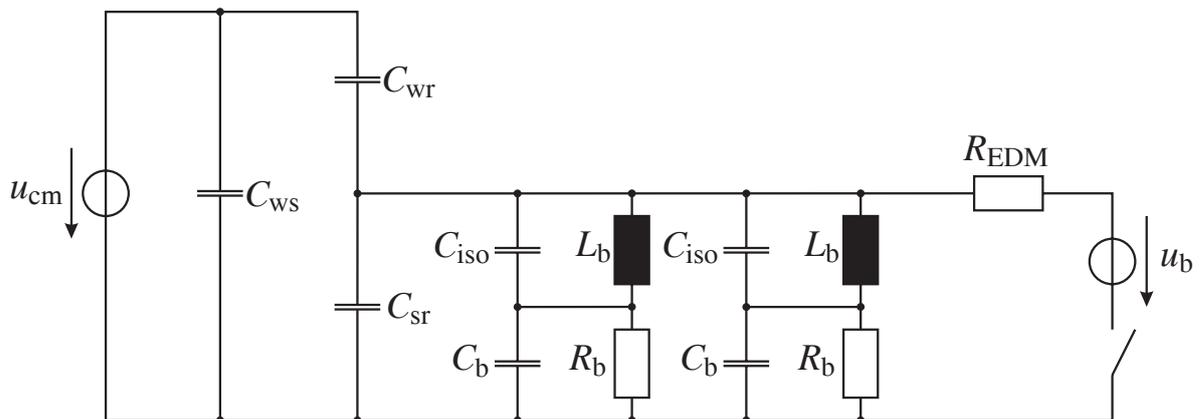


Abbildung 2.3: Modell zur Berechnung von EDM-Strömen mit dem Lagerwiderstand R_b , der Isolationskapazität C_{iso} zur Messung von Lagerströmen, der Leitungsinduktivität L_b zur Überbrückung der Isolation, dem Widerstand während des Durchbruchs des Schmierfilms R_{EDM} , der Lagerspannung u_b und der CM-Spannung u_{cm} nach [50]

da diese Ströme stochastisch verteilt sind [9, 48]. Weil die EDM-Ströme in der Maschine über die anderen parasitären Kapazitäten zurückfließen [49], können sie nicht am Erdungskabel gemessen werden [11]. Eine Aussage über die Gefährlichkeit der EDM-Lagerströme erfolgt über die Stromdichte [11]

$$J_b = \frac{\hat{i}_b}{A_H}, \quad (2.2)$$

die mit der Hertz'schen Fläche A_H der Wälzkörper und dem Spitzenwert des Lagerstroms \hat{i}_b berechnet werden kann. Eine zweite Möglichkeit für die Einordnung der Ströme durch die Lager besteht in der Betrachtung des Energieinhalts. Die Energie kann mit der elektrischen Leistung über dem Lager numerisch aus einer Messung oder mit der Gleichung [48]

$$E_b = \frac{1}{2} C_b U_{\text{arc}}^2 \quad (2.3)$$

bestimmt werden. Hierbei steht U_{arc} für die Grenzwertspannung, ab der Durchschläge erfolgen.

Die zweite Art von Lagerströmen, die ebenfalls durch die CM-Spannung entstehen können, sind die bereits erwähnten zirkulierenden Lagerströme [10, 11, 13, 47]. Diese Ströme basieren auf einer induktiven Kopplung des Stators mit der Welle wie bei den klassischen Lagerströmen. In diesem Fall führt keine Asymmetrie im Aufbau der Maschine, sondern die hochfrequenten Spannungen zu den Strömen in den Lagern. Die Wicklung bildet eine parasitäre Kapazität gegenüber dem Stator (C_{ws}). Über diese Kapazität fließt der sogenannte CM-Strom oder Erdstrom Richtung PWR ab. Deshalb unterscheiden sich der eingehende und der austretende Strom in der Wicklung, wodurch ein HF-Fluss im Stator entsteht, der in der Welle eine Spannung zwischen den beiden Enden induziert. Diese Wellenspannung treibt nun einen zirkulierenden Strom durch die Lager. Speziell bei sehr großen Maschinen ($P > 100\text{kW}$ in der Industrie) spielen diese zirkulierenden Lagerströme eine Rolle [11]. Dieser Strom ist für die in dieser Arbeit betrachtete Maschine nicht von Bedeutung, da die Abmessungen, die entscheidend für die parasitären Kapazitäten sind, um ein vielfaches kleiner als bei den Industriemotoren sind.

Magdun [51] untersucht nicht nur Lagerströme, sondern alle hochfrequenten Ströme in einer elektrischen Maschine, wie die Common-Mode-, die EDM- sowie die zirkulierenden Lagerströme. Diese Analyse startet mit einer Gegenüberstellung unterschiedlicher Modelle der elektrischen Maschine zur Berechnung der CM-Ströme. Dabei zeigt sich, dass ein Zeitbereichsmodell der elektrischen

Maschine, parametrisiert aus den Design-Daten, die besten Ergebnisse liefert. Die beiden anderen Varianten, Transmission Line Modell (TM) oder Frequenzverhaltensmodell, ergeben deutlich schlechtere Resultate. Des Weiteren betrachtet [51] wiederum die unterschiedlichen Formen der Lagerströme. Die Untersuchung der EDM-Ströme zeigt die Beeinflussung der Spitze-Spitze-Werte und der Anzahl der Durchschläge durch die Temperatur und die Last der Lager. Die Berechnung erfolgt mit einfachen Modellen (siehe Abbildung 2.3). Vor allem die Wickelköpfe sind bei den untersuchten Maschinen verantwortlich für die Lagerströme. Daher führt deren Schirmung zur Vermeidung der Ströme. Zusätzlich werden die zirkulierenden Ströme thematisiert. Bei dieser Betrachtung zeigt sich, dass alle Widerstände im ESB lediglich einen Einfluss auf die niederfrequenten und nicht auf die hochfrequenten Anteile besitzen. Das verwendete Modell für den Eisenkern berücksichtigt die axiale und die radiale Ausbreitung des Blechs über ein Impedanznetzwerk.

Auch die Veröffentlichungen [42, 48, 50, 52–58] beschäftigen sich mit dem Thema Lagerströme in elektrischen Maschinen. [52] untersucht das Thema in fünf Schritten. Der erste Punkt beschreibt die Untersuchung des gesamten Antriebssystems auf Wechselwirkungen, da die parasitären Ströme von allen Komponenten eines Antriebs abhängen. Eine Parameterstudie im zweiten Arbeitsschritt analysiert verschiedene Bewertungsmethoden für gefährdende Lagerströme. Dabei wird die Energiemethode, welche die Energie eines Durchschlags betrachtet, favorisiert. Zusätzlich erörtert die Veröffentlichung den Einfluss von Drehzahländerungen und Last auf die Schädigung der Laufbahnen der Lager. Anschließend werden diese Simulationen zur Einschätzung der Auswirkung dieser Ströme auf die Lager verwendet. In Schritt Fünf wird ein Sensor zur indirekten Messung der Lagerströme und der Identifizierung der Auswirkungen auf den Antriebsstrang entwickelt.

Die Erweiterung [53] zu [52] fügt gemessene Werte für Kapazität und Schmierfilmdicke der Lager für eine Verbesserung der Ergebnisse in die Simulationen ein. Kriese et al. [50] entwickelt das Simulationstool aus [52], welches auf geometrischen Daten als Input basiert. Zur Berücksichtigung der inhomogenen Feldverteilung bei der Kapazität zwischen Wicklung und Rotor verwendet die Veröffentlichung 2D-FEM-Simulationen zur Berechnung der Kapazität C_{wr} . Anschließend ermittelt der vorgestellte Algorithmus nicht nur die EDM-Ströme, sondern auch die zirkulierenden Ströme. In dieser Untersuchung zeigt sich, dass sich zirkulierende Ströme einfacher als EDM-Ströme berechnen lassen. Dennoch passen beide Simulationen sehr gut zu den Messungen. Aus diesem Grund kann die Simulation das Gefahrenpotential der Lagerströme schon im Entwicklungsprozess abschätzen. [54] beschreibt die Messungen für die Bestimmung der Kapazi-

täten. Dabei spielen Temperatur, Last und Drehzahl eine Rolle für die Werte der Kapazität. Diese Werte sind in die Berechnungsvorschrift von [50] eingeflossen. Der Konferenzbeitrag [42] zeigt einerseits auf, dass auch die Leitungslänge der Anschlussleitungen zwischen EM und PWR einen Einfluss auf die Lagerströme besitzen und andererseits, dass nicht nur die reine Anzahl der Durchschläge, sondern vor allem deren Energie entscheidend für den Verschleiß der Lager ist. Des Weiteren analysiert die Veröffentlichung [55] die Auswirkung des Einsatzes von leitfähigen Schmierstoffen. Die verwendeten Schmiermittel verlieren ihre Leitfähigkeit nach zirka 40 Stunden, wodurch kein Unterschied zwischen den betrachteten Schmierstoffen zu erkennen ist. Zusätzlich zeigen die Ergebnisse zunächst eine Riffelbildung auf der Innenseite des Lagers. Erst nach längerem Betrieb stellt sich auch ein Pitting auf dem äußeren Ring ein. In der Erweiterung [57] von [54] werden vier verschiedene Lager vermessen und gegenübergestellt. Damit gewinnen Wittek et al. die Erkenntnis, dass die mechanische Last nur bedingt, jedoch Drehzahl, Temperatur und Mangelschmierung einen enormen Einfluss auf die Lagerkapazitäten besitzen.

Zum Überwachen von Anlagen präsentiert [52] bereits ein indirektes Verfahren zur Bestimmung von Lagerströmen, welches [56] weiteren Monitoring-Methoden gegenüberstellt. Nur eine Kombination der Überwachung des mechanischen und des elektrischen Verhaltens des Lagers führt zu guten Resultaten für die Erkennung einer Riffelbildung im frühen Stadium. Dadurch können Lagerschäden in einem System frühzeitig erkannt und behoben werden.

Die Veröffentlichung [48] entwickelt ein Modell für die Durchschlagswahrscheinlichkeit, die anhand der Energie, der Grenzwertspannung und des BVRs berechnet wird. Außerdem besitzt die Lagerspannung nach einem Durchschlag eine Gleichkomponente. Dieser Offset baut sich mit der Zeit über die hohen Widerstände ab. In diesem Prozess treten keine weiteren Lagerströme auf, obwohl die Grenzspannung bei Weitem überschritten ist. Dieses Phänomen ist bisher physikalisch nicht erklärbar. [58] führt die vorherige Untersuchung mit der Berücksichtigung der Modulationsart fort, die keinen Einfluss auf die Dauer der maximalen Lagerspannung besitzt, da diese nur vom Modulationsgrad abhängt. Des Weiteren wird das System um ein Getriebe erweitert, wodurch sich der Einfluss auf die HF-Spannungen und die Rückwirkung des Getriebes auf das BVR bestimmen lässt.

Erweiterung zum Stand der Technik

Gegenüber dem in diesem Abschnitt vorgestellten Stand der Technik beschäftigt sich die vorliegende Dissertation nicht mit der Wirkung der Lagerspannung auf

die Lager, sondern mit der Verringerung dieser Spannung. Vor allem die Betrachtung im Frequenzbereich ist von Interesse, da die hochfrequenten Störgrößen auf der Welle zu Interferenzen im Radioempfang und der Sensorik führen. Hierzu wird ein HF-Modell der elektrischen Maschine benötigt, welches aus den vorhandenen Modellen abgeleitet wird (siehe hierzu auch den folgenden Abschnitt). Als Erweiterung zum Stand der Technik werden mit diesem Modell keine Lagerströme berechnet, sondern EMV/EMI-Maßnahmen und deren Auswirkung auf die Lagerspannung beziehungsweise die elektrische Maschine bewertet. Mit der Reduzierung der Lagerspannung geht eine Vermeidung der Lagerströme einher, sofern die Spannung geringer als der Grenzwert ist.

2.3 Modellierung von elektrischen Maschinen

Im Vergleich zu den typischen elektrischen Maschinenbeschreibungen in der Literatur [59, 60], müssen die Modelle zur Berechnung der hochfrequenten Ausgleichsvorgänge die parasitären Strukturen berücksichtigen. Für eine EM sind dies die Kapazitäten zwischen Wicklung und Statorblechpaket C_{ws} , zwischen Wicklung und Rotor C_{wr} , zwischen Rotorblechpaket und Stator C_{rs} sowie die Lagerkapazitäten C_b . In der Modellbildung bestehen in der HF-Technik zwei prinzipielle Herangehensweisen, zum einen das Übertragungsleitungsmodell (TM), welches auch als verteiltes Netzwerkmodell bezeichnet wird, und zum anderen das Frequenzantwort- beziehungsweise vereinfachte Frequenzverhaltensmodell. Das TM-Modell basiert auf dem Ansatz, alle Windungen einer Spule in einer Drehstrommaschine einzeln zu modellieren, wodurch auch alle parasitären Kopplungen separat im Modell vertreten sind. Magdun et al. [61] präsentieren einen Ansatz mit einem verteilten Hochfrequenzmodell. Dieses Modell ist in 5 Abschnitte (Wickelkopf-Nut-Wickelkopf-Nut-Wickelkopf) unterteilt und modelliert jede Windung in der Nut. Zwei unabhängige FEM-Berechnungen bestimmen die Parameter der Windungen. In der einen berechnet eine elektrostatische Kalkulation alle parasitären Kapazitäten. Die zweite ermittelt mit einer zeitharmonischen Simulation die Widerstände und die Induktivitäten für verschiedenste Frequenzen [51]. Durch die hohe Komplexität des Modells (zirka 500 Parameter) bildet es die CM-Ströme im Vergleich zu einem vereinfachten Modell gut ab, verhält sich jedoch im Vergleich zu einem komplexen Verhaltensmodell (siehe hierzu Abbildung 2.4) nicht exakt genug [51].

Ein weiteres analoges Modell wird von Abdallah [62] vorgestellt. Dieser modelliert ebenso alle Windungen und Kopplungen einzeln und nutzt FEM-Modelle zur Parametrisierung der Kapazitäts- und Induktivitätsmatrizen. Zusätzlich setzt

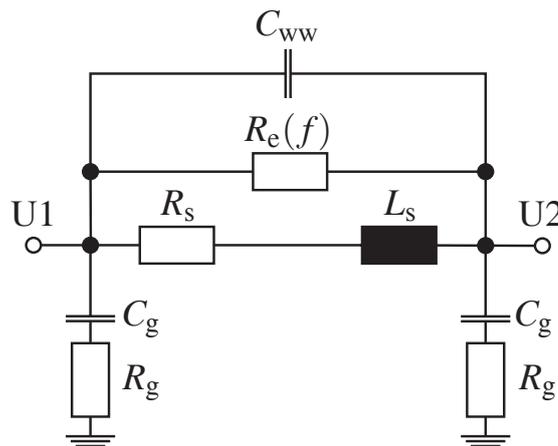


Abbildung 2.4: HF-Modell der Phase U mit den Parametern des Strangwiderstands R_s , der Selbstinduktivität eines Strangs L_s , des Eisenverlustwiderstands R_e , der Kapazität zum Bezugspotential C_g , des Erdwiderstands R_g und der Windungs-Windungs-Kapazität C_{ww} nach [63]

er die Frequenzabhängigkeit der Induktivität einer Windung über ein nichtlineares Modell um. Zur Berücksichtigung der Frequenzabhängigkeit auch für den Zeitbereich dienen mehrere Widerstands-Induktivitäts (RL)-Glieder für eine Windung. Die FEM-Simulationen zur Berechnung der Parameter sind stark vereinfacht im Vergleich zu einer realen elektrischen Maschine. Der Gesamtansatz der Dissertation von Abdallah [62] besitzt ebenso wie das vorher beschriebene Modell den Nachteil einer sehr komplexen Parametrisierung. Einen ähnlichen Ansatz verfolgt [64], der die Modellierung der elektrischen Maschine wiederum mittels eines verteilten Netzwerks beschreibt. Darüber hinaus reduziert diese Veröffentlichung das komplexe Modell zu einem Verhaltensmodell. Trotz dieser Vereinfachung berechnen die Simulationen weiterhin sehr genau Überspannungen an den Motorklemmen und somit die hochfrequenten Anteile.

Weitere Ansätze zur HF-Modellierung von elektrischen Maschinen sind in [65, 66] zu finden. Burow et al. [65] berechnet die Impedanz einer Phase eines Synchrongenerators im Frequenzbereich mit einem TM-Modell. Mahdavi und Hameyer beschreiben in [66] hingegen ein analytisches Modell zur Berechnung der Sprungantwort einer Phase einer elektrischen Maschine. Mit dieser Methodik lässt sich die Ausbreitung eines Impulses in den einzelnen Windungen der Spulen verfolgen.

Als zweite Herangehensweise verwenden einige Veröffentlichungen das Frequenzantwort- oder Verhaltensmodell zur Beschreibung von elektrischen Ma-

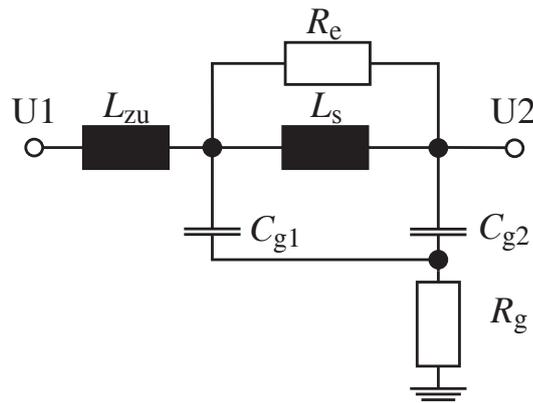


Abbildung 2.5: HF-Modell der Phase U mit den Parametern der Phaseninduktivität L_s , des Eisenverlustwiderstands R_e , der Kapazitäten zum Bezugspotential C_{g1} und C_{g2} , des Widerstands zum Bezugspotential R_g und der Zuleitungs- und Anschlussinduktivität L_{zu} nach [71]

schinen in der Hochfrequenz. Dieses Modell basiert auf konzentrierten Bauteilen. Als Erstes postuliert [32] einen solchen Ansatz, welcher aus einem Grundbaustein besteht, der die Induktivität und den Widerstand sowie die Kapazitäten berücksichtigt. Der Strang ist anschließend als π -Modell aufgebaut, da die Aufteilung der Kapazitäten auf beide Seiten der Induktivität erfolgt. Die gesamte Wicklung besteht aus mehreren Grundelementen, damit diese als elektrisch klein gegenüber der Grenzfrequenz gelten. Durch diese Vorgehensweise bildet ein Verhaltensmodell den Motor mit wenigen Parametern im Vergleich zu einem TM-Modell ab. Zhong et al. repräsentieren die Basis für weitere Ansätze, wie zum Beispiel bei Grandi et al. [67]. Das Modell erstellt das Abbild der Wicklung aus zwei Grundelementen. Die Simulation mit diesem Modell zeigt eine gute Übereinstimmung mit Messungen im Zeit- und im Frequenzbereich.

Im Gegensatz dazu stellt [68] einen weiteren Modellierungsansatz für den Frequenzbereich mit nur einem Grundelement vor, der auf dem Modell zur Berechnung von Lagerströmen von [69] basiert. Obwohl dieses vereinfachte Modell das Frequenzverhalten nicht exakt wiedergibt, lassen sich die Spektren für Common- und Differential-Mode-Ströme berechnen. [70] präsentiert eine Erweiterung mit einem Widerstand für die Wirbelstromverluste und einer Windung-zu-Windungs-Kapazität, die wiederum wie alle Parameter über Messungen bestimmt werden.

Weber et al. sowie Schinkel et al. [63, 72] (siehe Abbildung 2.4) stellen in ihren Veröffentlichungen eine Parametrisierung über Messungen des CM- bezie-

hungsweise DM-Verhaltens vor. Die Messung der CM-Impedanz bestimmt die Kapazitäten des Modells. Im Gegensatz dazu werden mit der DM-Charakteristik die Hauptinduktivität und der Widerstand zum Bezugspotential sowie die Eisenverluste berechnet. Schinkel et al. [72] erweitert das Modell mit einer asymmetrischen Verteilung der Kapazitäten im π -Modell, da die Kapazitäten durch die Hauptinduktivität in verschiedenen Frequenzbereichen die Kennlinie beeinflussen. Des Weiteren validieren Messungen im Zeit- und im Frequenzbereich das postulierte Modell.

Magdun et al. [71] erweitern dieses Modell mit einer Zuleitungsinduktivität, wie in Abbildung 2.5 zu sehen ist, und bestimmt die Parameter wie bei den zuvor genannten Veröffentlichungen über Messungen nicht nur im Frequenzbereich, sondern auch im Zeitbereich. Dadurch kann das HF-Modell nicht nur das Frequenzverhalten und die CM-Ströme, sondern auch die Lagerspannung richtig darstellen.

Erweiterung zum Stand der Technik

Die TM-Modelle lassen sich durch die Komplexität des verteilten Aufbaus äußerst schwer parametrisieren. Im Vergleich dazu benötigen Verhaltensmodelle Messungen oder FEM-Simulationen. Die vorliegende Dissertation wählt den Verhaltensmodellansatz, da die Identifizierung der Modellwerte überschaubar ist. Als Erweiterung zum Stand der Technik wird ein eigener hybrider Ansatz zur Parametrisierung des Modells gewählt. Dieser basiert nicht nur auf analytischen Gleichungen oder FEM-Simulationen, sondern verbindet beide Methoden, indem die numerischen Simulationen analytische Berechnungen in ihren Algorithmus einbinden. Die Validierung der erarbeiteten Vorgehensweise erfolgt in Zeit- und Frequenzbereich.

2.4 EMV-Maßnahmen im Antriebsstrang

Im elektrischen Antriebsstrang reduzieren unterschiedlichste Möglichkeiten das Störspektrum auf der Welle. Grundsätzlich stehen in der EMV drei Herangehensweisen zur Verfügung:

- Vermeidung der parasitären Spannungen
- Ableitung der parasitären Spannung gegen Erde
- Schirmung des parasitären elektrischen Feldes

Bei einem 2-Punkt-PWR, welcher heutzutage den Stand der Technik für einen DC/AC-Wandler darstellt, ist eine Vermeidung der Common-Mode-Spannung nicht möglich; jedoch verringern zwei mögliche Ansätze die Störgröße. Als erstes erfolgt dies über das Ansteuerverfahren [73–75]. Die sogenannte sequentielle Impulsplatzierung (SIP) [74] vermeidet die Nullzeiger (\underline{U}_0 und \underline{U}_7) der SVM zur Reduzierung der CM-Spannung. Der PWR stellt den Sollvektor in diesem Verfahren mit den aktiven sechs Raumzeigern. Damit entsteht nur noch eine maximale CM-Spannung von $\frac{U_d}{6}$ und nicht wie sonst von $\frac{U_d}{2}$.

Die Methode der Random PWM (RPWM) [76] gilt als zweite Variante zur Störungsreduzierung. Dieses Verfahren variiert die Taktfrequenz stochastisch. Dadurch verringert sich das leitungsgebundene Störspektrum im Mittel bei gleichbleibender Regelungsperformance [76], da sich nun der Pegel auf mehrere Frequenzen aufteilt und somit der Absolutwert des Spektrums reduziert ist. Beide Methoden führen zu einer geringen Verbesserung des Störspektrums (max. 6 dB), was jedoch für die Einhaltung der EMV-Anforderungen im gesamten Antrieb nicht ausreicht. Aus diesem Grund führt eine Softwarelösung im PWR nicht zur gewünschten Reduzierung.

Bei einer Hardwareänderung der Pulswechselrichterstruktur kann ein Multi-Level-Umrichter die komplette CM-Spannung vermeiden [77]. Des Weiteren verringert eine Integration von aktiven oder passiven Filtern in die Leistungselektronik das Störspektrum [78, 79]. Beide Lösungen reduzieren das Ausgangsspektrum, benötigen aber zusätzlichen Bauraum und zusätzliche Halbleiter, vor allem bei den Stromstärken in einem BEV/HEV. Dies führt zu einer Verdoppelung oder Verdreifachung des Platzbedarfs und der Masse der LE. Aus diesem Grund können beide Lösungen nicht in einem Automobil eingesetzt werden. Daraus folgt, dass eine Umsetzung im PWR keine optimale Lösung bietet.

Die Erdung der Welle stellt eine zweite Möglichkeit zur Reduzierung der Störungen dar. Die Lagerspannung verkörpert die Hauptstörgröße, welche durch

den Einsatz eines Schleifkontakts reduziert wird. Diese Herangehensweise ist bereits aus der Verhinderung von klassischen Lagerströmen bekannt [9]. Des Weiteren zeigt der Stand der Technik eine weitere Möglichkeit, den Mikrofaserring [80–82], zur Erdung der Welle auf. Dieser Ring besteht aus Mikrocarbonfasern, die radial angeordnet sind. Durch die Flexibilität dieser Fasern entsteht bei rotierender Welle ein Luftspalt zwischen Welle und Fasern, wodurch dieser Ring verschleißfrei ist. Sobald sich eine Spannung auf der Welle aufbaut, können mit Hilfe des Tunneleffekts Elektronen durch den Luftspalt zu den Fasern gelangen. Dadurch ionisiert die umgebende Luft, und ein Avalanche-Effekt tritt als Folge auf. Aus diesem Grund baut sich die quasi-stationäre Spannung auf der Welle über diesen Ring ab, jedoch entstehen durch diese ständigen Entladevorgänge weiterhin hochfrequente Störungen auf der Welle. Des Weiteren ist eine kapazitive Erdung möglich, die [83] über einen rotierenden Scheibenkondensator ausführt. Für hohe Frequenzen ist ein solcher Kondensator niederimpedant und leitet die Störungen ab.

Die dritte Möglichkeit ist die elektromagnetische Schirmung der elektrischen Felder. Zum einen kann ein Schirm die Abstrahlung durch die Abtriebswelle dämpfen, jedoch ist dies im Fahrzeug aus Bauraumsicht schwer umsetzbar. Zum anderen verhindert ein Einsatz einer Schirmung in der E-Maschine die parasitäre Kopplung zwischen Wicklung und den anderen Bauteilen [84–88]. Busse et al. [84] haben einen elektrostatisch geschirmten Asynchronmotor als Lösung für die Problematik der Lagerströme entwickelt. Dabei reduziert ein Faradayscher Käfig die parasitäre elektrische Kopplung zwischen der Wicklung und dem Rotor. Die Veröffentlichung stellt drei Varianten einer Schirmung vor. Die erste Möglichkeit stellt eine Folie dar, die auf der ganzen Oberfläche des Stators aufgebracht wird. Ein Kupferblech, welches in die Statornuten eingezogen wird, und zusätzliche Nomexringe mit Kupferfolie für die Wickelköpfe bilden die zweite Alternative. Als dritte Version wird eine Kupferlacklösung vorgestellt. Vor allem die dritte Variante reduziert die Lagerspannung sowie die Lagerströme. Außerdem verändert die Lackschicht das thermische Verhalten bei diesem Motor (15HP = 11,2kW) nicht. [85] verwendet einen Schirm zur Reduzierung der CM-Ströme, da bei diesem Motor zirkulierende Lagerströme auftreten. Dazu montiert der Autor den Schirm zwischen Stator und Wicklung, was zu einer Reduzierung der Lagerströme, aber nicht zur Vermeidung der Lagerspannung führt [86]. Zusätzlich postuliert auch [87] eine Variante als Lösung für die Lagerstromproblematik. Der elektromagnetische Schirm wird hier in die Nut integriert und die Wirkung des Schirms auf die elektrischen Felder durch FEM-Simulationen aufgezeigt. Im Gegensatz zur Simulation setzt die Veröffentlichung die Schirmstruktur mithilfe eines einzelnen Drahts am Beginn der Nutöffnung in einem

Prototyp um. Die Lagerspannung reduziert sich, aber nicht in dem Maße, wie in [84] zu erkennen ist.

Erweiterung zum Stand der Technik

All diese Maßnahmen in und an der Maschine sind Teil des Stands der Technik mit der Absicht der Reduzierung der Lagerströme. Als Erweiterung dazu analysiert die vorliegende Dissertation verschiedenste Maßnahmen auf die Wirksamkeit im Frequenzbereich. Hierzu werden analytische Beschreibungen der Maßnahmen benötigt. Daher liefert diese Arbeit zusätzlich eine Modellierung für eine Rotorisolierung und eine detailliertere Beschreibung für die Rotorabschirmung. Des Weiteren wird die Gegenmaßnahme, eine Schirmung des parasitären elektrischen Felds, für die Anforderungen einer elektrischen Maschine im HEV/BEV ausgelegt und mittels FEM analysiert. Die Schirmung darf die Maschinenperformance nicht beeinträchtigen beziehungsweise thermische Probleme im Betrieb der elektrischen Maschine hervorrufen.



3

Hochfrequenzmodell der E-Maschine

Diese Arbeit entwickelt über einen simulativen Ansatz eine EMV-gerechte elektrische Maschine. Diesbezüglich stellt das folgende Kapitel ein Hochfrequenzmodell der EM vor. Die Identifikation relevanter Parameter erfolgt mit Hilfe eines hybriden Ansatzes von FEM-Simulationen und analytischen Gleichungen. Anschließend validieren Messungen im Frequenz- und im Zeitbereich diesen Ansatz zur Berechnung der HF-Charakteristik. Mit diesem Modell kann bereits in einem frühen Stadium eines Entwicklungsprozesses eine Einschätzung der EMV-Herausforderungen und der Lagerströme erfolgen.

Abschnitt 3.1 erläutert zunächst die Annahmen in der Modellbildung sowie die Unterschiede zu den Standardmodellen in diesem Bereich. Darauffolgend beschreibt Kapitel 3.2 das HF-Modell für einen Strang mit all seinen Parametern. Drei dieser Strangmodelle bilden das Gesamtmaschinenmodell, welches zusätzliche Ersatzschaltbildelemente für die HF-Berechnungen berücksichtigt. Abbildung 3.1 zeigt zur Übersicht das Gesamtmodell mit allen Erweiterungen aus diesem Kapitel. Im Anschluss erklärt Passus 3.3 die Berechnungsvorschriften für das FEM-Modell der E-Maschine. Für eine hohe Genauigkeit der Parameter muss das E-Maschinenmodell in der numerischen Berechnung die Wicklungen aus Einzeldrähten und die Verschaltung aus parallelen und seriellen Drähten berücksichtigen. Mit dieser Abbildung der Maschine in FEM findet in Kapitel 3.4

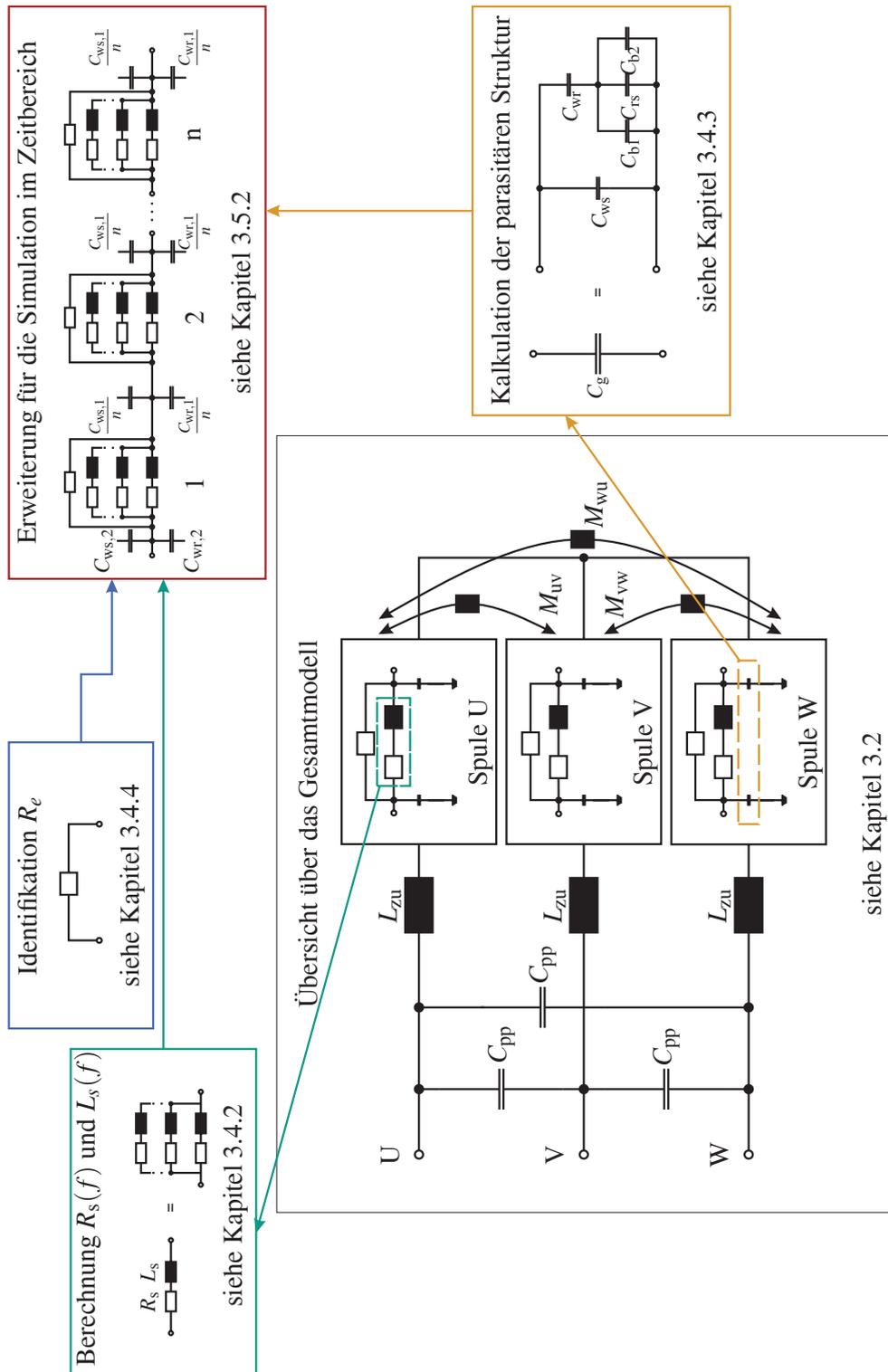


Abbildung 3.1: Prinzipdarstellung des Gesamtmodells mit allen Erweiterungen und Berechnungen aus Kapitel 3

die Identifizierung der Parameter statt. Der erste Schritt linearisiert über eine Initialrechnung das nichtlineare Verhalten der Bleche um einen Arbeitspunkt, damit der Algorithmus die Frequenzabhängigkeit des Elektroblechs berücksichtigen kann. Im zweiten Schritt folgen die Berechnungen der einzelnen Parameter. Abschließend wird in diesem Abschnitt (Kapitel 3.5) das Modell in Frequenz- und Zeitbereich mit Hilfe von Messungen validiert.

3.1 Annahmen in der Modellbildung

Bevor auf das HF-Modell eingegangen werden kann, müssen die Randbedingungen und die Annahmen für die Modellentwicklung geklärt sein. Das Modell dient zur Berechnung hochfrequenter Ereignisse in elektrischen Maschinen. Deshalb beruht es auf folgenden Randbedingungen:

- Vernachlässigung der magnetischen Kopplung von Rotor und Stator
- Berücksichtigung der parasitären kapazitiven Kopplungen der Wicklungen zu anderen Bauteilen in einer elektrischen Maschine
- Linearisierung der nichtlinearen Materialeigenschaften
- Einbeziehung der nichtlinearen Frequenzabhängigkeit von Materialeigenschaften

Das in dieser Arbeit postulierte Modell dient der Berechnung der parasitären Effekte wie Überspannungen an den Motorklemmen, Sternpunktspannung, Spannungssteilheit sowie der Lagerspannung. Da nicht die Kalkulation des Drehmoments oder des Wirkungsgrads im Vordergrund steht, verzichtet das Modell auf die magnetische Kopplung zwischen Stator und Rotor. Somit kommt in den Berechnungen nicht das typische T-Ersatzschaltbild für eine IM (siehe Abbildung 3.2) zum Einsatz. Aus diesem Grund werden auch alle Parameter im Stillstand ($n = 0 \text{ min}^{-1}$) berechnet, da die Rückwirkung des Rotors vernachlässigt wird. Des Weiteren gilt im hochfrequenten Bereich für die Impedanz einer Spule

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} X_L = \omega L \rightarrow \infty. \quad (3.1)$$

Im Gegensatz dazu sinkt die Impedanz eines Kondensators mit steigender Frequenz.

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} X_C = \frac{1}{\omega C} \rightarrow 0 \quad (3.2)$$

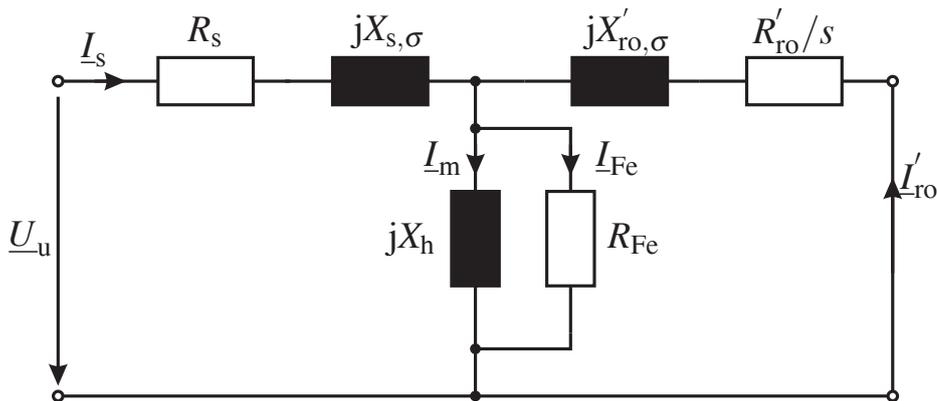


Abbildung 3.2: Typisches einsträngiges T-ESB mit den Streureaktanzen im Stator $X_{s,\sigma}$ und im Rotor $X_{ro,\sigma}$, der Hauptreaktanz X_h , dem Eisenverlustwiderstand R_{Fe} , und dem Rotorwiderstand R_{ro} sowie dem Statorstrom I_s , dem Rotorstrom I_{ro} , dem Magnetisierungsstrom I_m und dem Eisenverluststrom I_{Fe} einer Asynchronmaschine nach [60]

Mit diesen grundsätzlichen Annahmen erfolgt die Modellierung des HF-Maschinenmodells unter Berücksichtigung der parasitären Strukturen. Trotzdem muss die Selbstinduktivität des Stators weiterhin vorhanden bleiben, da diese das HF-Verhalten beeinflusst.

Zusätzlich werden die nichtlinearen Eigenschaften, wie zum Beispiel das weichmagnetische Hystereseverhalten [89] von Elektroblechen, für eine frequenzabhängige Identifizierung der Parameter linearisiert, was Kapitel 3.4.1 näher erläutert. Außerdem muss das Modell die frequenzabhängige Änderung der magnetischen Permeabilität der Elektrobleche bei der Identifikation der Parameter einbeziehen (siehe Kapitel 3.4.2).

Das HF-Modell ist nicht nur für den Maschinentyp der IM, sondern auch für die permanenterrechte Synchronmaschine (PSM) einsetzbar, bei der ebenso die Rückkopplung von Rotor auf Stator vernachlässigt werden kann. Da der Fluss der Permanentmagneten ein DC-Fluss ist, spielt dieser für die Betrachtung der HF-Phänomene keine Rolle. Im Gegensatz dazu kann das HF-Modell für weitere Maschinentypen, wie zum Beispiel eine fremderregte Synchronmaschine (FSM), nicht eingesetzt werden. Durch die geregelte Ansteuerung der Rotorwicklung muss auch diese in einem HF-Modell berücksichtigt werden, da andernfalls die berechnete Lagerspannung wesentlich kleiner als die tatsächliche Spannung ist (vgl. hierzu [12]).

3.2 Hochfrequenzmotormodell

Der Stand der Technik in Abschnitt 2 stellt mehrere Modelle für die Hochfrequenzanalyse von elektrischen Maschinen vor [70–72]. Aus diesen bereits bekannten Herangehensweisen leitet sich das in dieser Arbeit verwendete Verhaltensmodell ab. Daher liegt der Fokus auf der Ermittlung der Parameter für das HF-Modell mittels analytischen und numerischen Berechnungen.

Abbildung 3.3 stellt das Modell für einen Strang, exemplarisch Strang U, der E-Maschine dar. Der Widerstand $R_s(f)$ und die Induktivität $L_s(f)$ repräsentieren einen Strang der Wicklung. Da beide Parameter eine starke Abhängigkeit von der Frequenz besitzen, ist die Bestimmung der Werte mit der Variation der Frequenz für das richtige Verhalten des Modells essentiell. Die Stranginduktivität nimmt mit steigender Frequenz ab, und der Widerstand steigt im Gegensatz zur Induktivität wegen Skin- und Proximityeffekt an. Der Skineffekt beschreibt die Verdrängung des Stroms mit steigender Frequenz aus dem Leiter an die Oberfläche, und der Proximityeffekt steht für den Einfluss von nebeneinander liegenden Leitern bei höheren Frequenzen [24]. Im Gegensatz zu [61, 64] wird nicht für jeden Leiter eine einzelne FEM-Berechnung durchgeführt, sondern es werden die Gesamtpulen betrachtet. Diese Herangehensweise ändert nicht die Komplexität des FEM-Modells, sondern verringert nur den Rechen- und Auswerteaufwand. Zusätzlich zu den Spulen berücksichtigt das Modell die Eisenverluste im Blechpaket mit einem Widerstand R_e . Dieser beeinflusst die Kennlinien in den Resonanzpunkten, da der zusätzliche Widerstand eine dämpfende Wirkung auf die Frequenzcharakteristik besitzt.

Die parasitären Kapazitäten gegenüber Erde bilden $C_{g1} = C_{g2} = \frac{C_g}{2}$ ab. Diese beinhalten alle Maschinenkapazitäten, die aus dem parasitären ESB (siehe Abb.

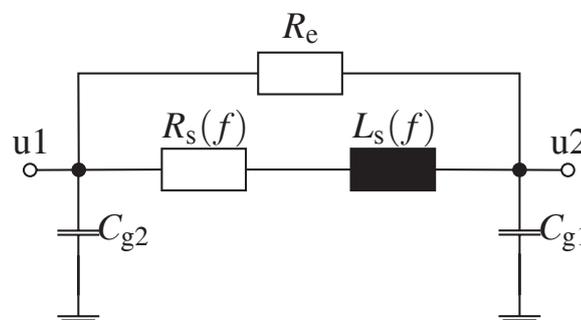


Abbildung 3.3: HF-Strangmodell der elektrischen Maschine, exemplarisch für Strang U, abgeleitet aus [70–72]

3 Hochfrequenzmodell der E-Maschine

2.2 oder auch Abb. 3.1) bekannt sind, wie die Wicklung-Stator-Kapazität C_{ws} , die Wicklung-zu-Rotor-Kapazität C_{wr} und die Rotor-Stator-Kapazität C_{rs} . Außerdem müssen die Berechnungen die Wälzlager der IM einbeziehen. Das Verhalten der Lager ist vor allem temperatur- und drehzahlabhängig und besitzt drei Zustände. Bei sehr niedrigen Drehzahlen kommt es zu einem direkten Kontakt zwischen Laufbahn und Wälzkörper, auch Grenzflächenreibung genannt. Anschließend geht dieser Zustand in eine Mischreibung über. Dieser Bereich liegt zwischen $500 \text{ min}^{-1} < n \leq 1500 \text{ min}^{-1}$. Bei noch größeren Drehzahlen tritt Flüssigkeitsreibung auf [90]. Der Lagerzustand hängt zusätzlich von Temperatur, Belastung und Schmierzustand ab [54].

Auch aus elektrischer Sicht verhalten sich die drei Betriebszustände eines Lagers vollkommen unterschiedlich, was verschiedenste Auswirkungen hat. Bei geringen Drehzahlen $n \leq 500 \text{ min}^{-1}$ liegen die Kugeln auf den Laufbahnen auf und schließen den kapazitiven Spannungsteiler aus Abbildung 2.2 kurz. Bei höheren Drehzahlen $n > 1500 \text{ min}^{-1}$ sind die Wälzkörper der Lager komplett durch einen Schmierfilm von den Laufbahnen getrennt, wodurch der kapazitive Spannungsteiler aus Abbildung 2.2 entsteht. Im Mischbereich können die Wälzkörper immer noch die Laufbahnen berühren, was zu hohen Entladungsströmen führt. Da die Flüssigkeitsreibung für die EMV im elektrischen Antrieb den Worst Case darstellt, müssen die Lager als Kapazitäten C_b berücksichtigt werden.

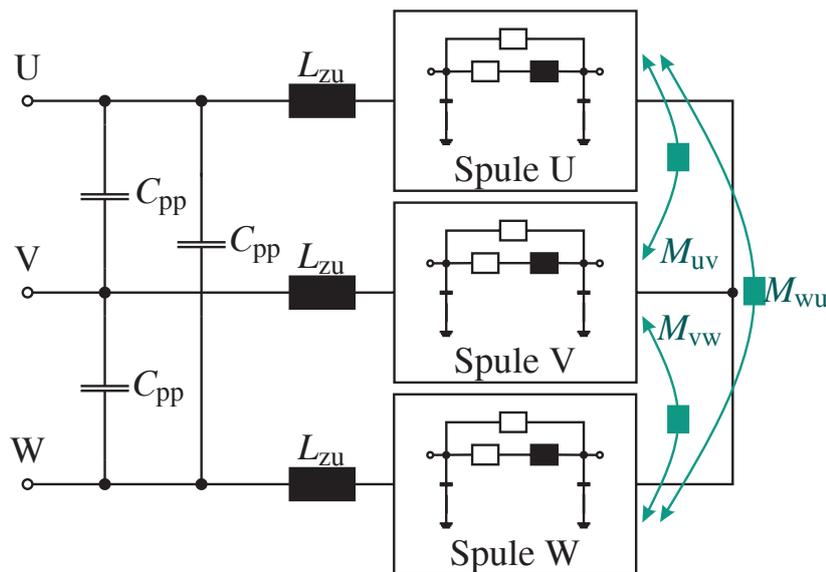


Abbildung 3.4: Prinzipdarstellung des HF-Gesamtmaschinenmodells zur Berechnung in Spice

Abbildung 3.4 zeigt das HF-Gesamtmodell der EM, das zur Simulation im Frequenz- und Zeitbereich verwendet wird. Die drei Stränge werden jeweils mit einem Strangmodell (siehe Abb. 3.3) aufgebaut, die in diesem Beispiel in Stern geschaltet sind. Zusätzlich zu den bereits erörterten Parametern des Strangs beinhaltet das Gesamtmodell die Gegeninduktivitäten M_{uvw} , die parasitären Kapazitäten C_{pp} zwischen den einzelnen Strängen sowie die Zuleitungs- und Anschlussinduktivität L_{zu} . Bei Maschinen mit einer Einschichtwicklung kann die parasitäre Kapazität zwischen den Strängen vernachlässigt werden, da diese sich nur durch den Wickelkopf ausbildet und sehr gering ist. Bei einer Zweischichtwicklung muss das Modell diese Kopplungen in Betracht ziehen, da die Stränge nun auch in der Nut aneinander liegen. Die Gegeninduktivität M_{uvw} der drei Stränge ist für die CM- und die DM-Charakteristik der elektrischen Maschine von Bedeutung, da zusätzliche Resonanzeffekte in den Charakteristiken auftreten. Die einzige Einschränkung in der Ermittlung der Modellparameter liegt in der Zuleitungsinduktivität L_{zu} . Eine zweidimensionale numerische Berechnung kann diese nicht ermitteln, da die Zuleitungen nicht abgebildet werden. Aus diesem Grund muss eine Messung im Frequenzbereich L_{zu} bestimmen, was [71] erläutert.

3.3 Maschinendesign in der FEM-Simulation

Die FEM-Simulation benötigt ein Abbild der Maschine zur Bestimmung der ESB-Elemente. Diesbezüglich erweitert eine exakte Ausführung der Wicklung das FEM-Modell zur Berechnung von Drehmoment und induzierten Spannungen, da normalerweise die Wicklung nur als Rechteckmodell vorgegeben ist. Falls eine Maschine hexagonal gepackte Spulen wie zum Beispiel Zahnspulen mit Runddraht besitzt, reicht ein einfaches Modell der Wicklungen zur Berechnung von Induktivität und Widerstand aus, weil die hier verwendete Software FEMM Skin- und Proximityeffekt bei dieser Anordnung automatisch kalkuliert. Diese Implementierung führt zu denselben Ergebnissen für Widerstand und Induktivität wie bei einer detailliert modellierten Spule [91]. Da jedoch ein vereinfachtes Modell die Kapazitäten nicht ausreichend genau bestimmt, muss auf eine Modellierung mit Einzeldrähten zurückgegriffen werden.

Des Weiteren eignet sich eine vereinfachte Modellierung nicht, wenn die Wicklung aus mehreren Teilleitern zur Reduzierung der Stromverdrängung besteht. Dies kann nur ein Einzeldrahtmodell der Wicklung gewährleisten. Für die Erläuterung der weiteren Vorgehensweise präsentiert Abbildung 3.5 das ESB für parallele Teilleiter in der Wicklung entsprechend [92]. Auf Basis dieser Veröf-

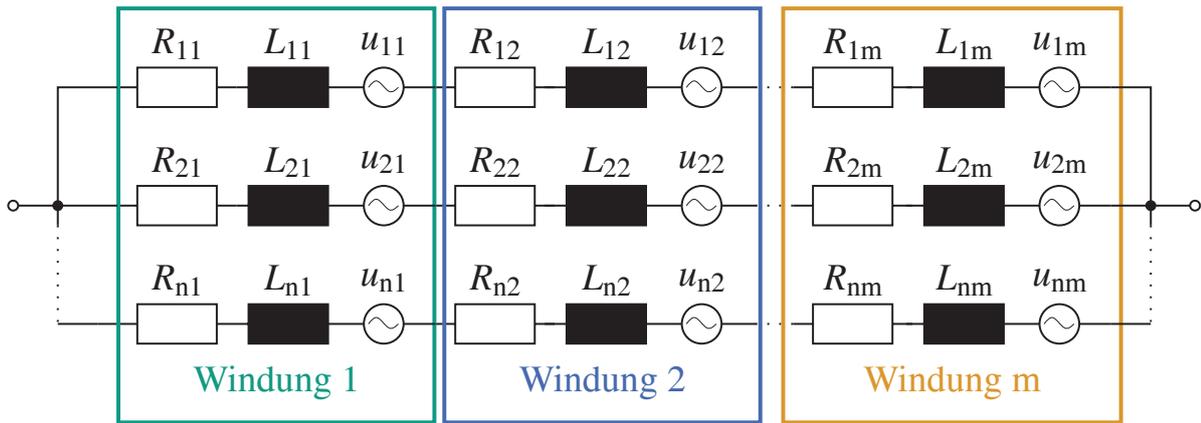


Abbildung 3.5: Ersatzschaltbild von parallelen Teilleitern in der Wicklung zur Reduzierung des Stromverdrängungseffekts nach [92]

fentlichung ist die Modellierung der Wicklung in FEM möglich. Dabei entstehen n serielle Spulen mit m Windungen. Sogenannte Circuit Properties, die zur Definition von Stromkreisen dienen, werden im Berechnungswerkzeug FEMM implementiert. Diese In-Built-Funktionen prägen den Strom ein, weshalb der Algorithmus jeder einzelnen Spule eine Circuit Property zuweist. Nach der Simulation werden diese Funktionen im Post-Processing ausgewertet, weil dadurch die Spannung und der Fluss in der definierten Spule zur Verfügung stehen.

Auf Grund der Durchführung im Stillstand vernachlässigt die Auswertung die induzierte Spannung u_{ij} , $i \in \{\mathbb{N} | 1 \leq i \leq n\}$, $j \in \{\mathbb{N} | 1 \leq j \leq m\}$ des Ersatzschaltbilds der einzelnen Drähte. Daraus folgt für die Wicklung eine einfache Parallel- und Reihenschaltung von Induktivitäten und Widerständen. Zunächst bestimmt der Algorithmus die Impedanzen der einzelnen Teilleiter

$$Z_i(f) = R_i + j\omega L_i, \quad i \in \{\mathbb{N} | 1 \leq i \leq n\} \quad (3.3)$$

mit dem Verkettungsfluss Ψ_{FEM} und der Spannung u_{FEM} aus den FEM-Simulationen. Anschließend berechnet

$$Z_{\text{equ}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{Z_i}} \quad (3.4)$$

die äquivalente Impedanz Z_{equ} der Spule. Mit dieser Impedanz kann der Widerstand $R_s = \Re(Z_{\text{equ}})$ und die Induktivität $L_s = \frac{\Im(Z_{\text{equ}})}{\omega}$ der Spule bestimmt werden. Abbildung 3.6 zeigt prinzipiell den Aufbau der Wicklung in einer Nut der

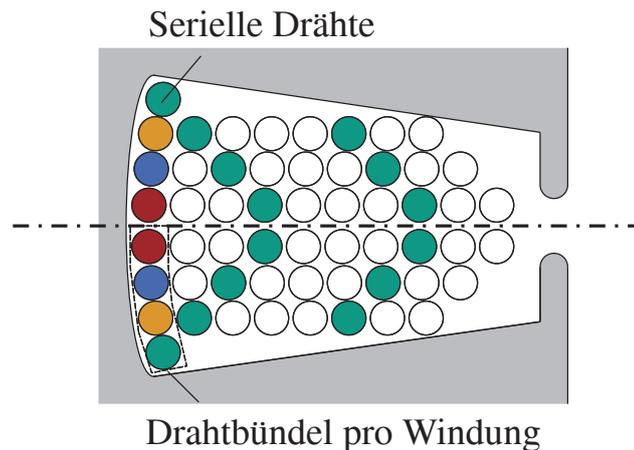


Abbildung 3.6: Exemplarisches Wicklungsdesign in FEM mit einem Drahtbündel für eine Windung und allen seriellen Drähten für den grünen Draht

elektrischen Maschine für die Berechnung in FEM mit einem symmetrischen Wicklungsansatz für eine Einschichtwicklung mit vier Teilleitern und 14 Leiter pro Nut. Dieser symmetrische Aufbau der Wicklung vereinfacht die Komplexität in der Modellierung. Aus diesem Grund rechnet der Algorithmus im Folgenden mit dieser Art des Wicklungsdesigns. Außerdem hat ein realerer Ansatz mit einer wild-verteilter Wicklung aus dem Einziehverfahren in den Untersuchungen zu keiner nennenswerten Änderung in den Ergebnissen für Widerstand und Induktivität geführt.

3.4 Parameteridentifizierung mit FEM

Die Elektrobleche von Stator und Rotor haben das typische nichtlineare Verhalten in der Magnetisierungskurve. Durch die Ummagnetisierung und die Ausrichtung der Weiß'schen Bezirke kommt es zu einer Hysterese. Die Breite der Hysterese nimmt mit der Frequenz zu, was jedoch für hohe Frequenzen nicht mehr genau modelliert werden kann. Zusätzlich ändert sich nur der nicht gesättigte Bereich mit höheren magnetischen Feldstärken H und nicht der gesättigte Bereich der magnetische Flussdichte B -Feldstärke H (BH)-Charakteristik. Aus diesem Grund wendet die Simulation eine lineare Approximation für das Blechverhalten an. Da der Identifizierungsstrom $i \ll i_{\max}$ viel kleiner als der maximale Strom i_{\max} der elektrischen Maschine ist und deshalb der magnetische Arbeitspunkt der E-Maschine auf dem linearen Abschnitt der BH-Charakteristik

des Elektroblechs liegt, kann die Approximation mit der BH-Neukurve erfolgen. Die Hysterese wird wie bei FEM üblich vernachlässigt. Bei der Kalkulation des Widerstands und der Induktivität wird ein konstanter, aber frequenzabhängiger Gradient beziehungsweise eine relative Permeabilität $\mu_r(f)$ verwendet. Deshalb ist eine Initialrechnung zur Bestimmung des Arbeitspunkts notwendig.

3.4.1 Initialisierung der FEM-Berechnung

Zur Kalkulation der mittleren Flussdichte B_{avg} der Elektrobleche führt die Initialberechnung eine magnetostatische Simulation mit der realen BH-Charakteristik des Blechpakets in der FEM-Software durch. Abbildung 3.7 zeigt die weitere Vorgehensweise zur Berechnung der differentiellen Permeabilität. In den Arbeitspunkt (AP) wird eine Tangente (grün) gelegt. Mit deren Hilfe und mit der natürlichen Permeabilität von Vakuum μ_0 wird mit

$$\mu_{r,\text{diff,AP}} = \mu_{\text{diff}} = \frac{dB}{dH} \frac{1}{\mu_0} \quad (3.5)$$

die differentielle relative Permeabilität kalkuliert. Für die Verifizierung dieses Ansatzes stehen zwei Möglichkeiten zur Verfügung. Zum einen ist ein Vergleich der numerisch berechneten Induktivitäten mit einer analytischen Berechnung zielführend, und zum anderen erfolgt eine Gegenüberstellung der Flussdichteverteilung von nichtlinearer und linearer numerischer Simulation.

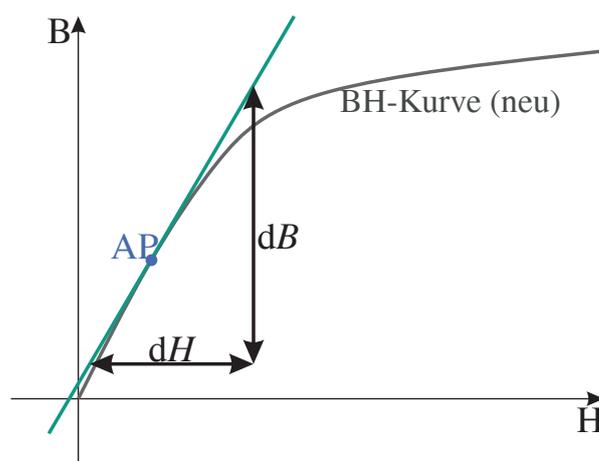


Abbildung 3.7: Bestimmung des Arbeitspunkts des Elektroblechs und Berechnung der relativen differentiellen Permeabilität μ_r

Als Erstes wird die analytische Berechnung der Selbstinduktivität zur Verifizierung herangezogen. Diese lässt sich über die Durchflutungsverteilung der elektrischen Maschine bestimmen. Hierzu wird zunächst die Durchflutung $\Theta(x,t)$ aus der räumlichen und zeitlichen Verteilung der Ströme in der Maschine berechnet. Daraus werden anschließend die Luftspaltflussdichte $B_\delta(x,t)$ und die Selbstflussverkettung $\Psi_s(t)$ des Strangs identifiziert (siehe hierzu [60, 93]). Mit der Beziehung $L_s = \frac{\Psi_s(t)}{i(t)}$ wird die Selbstinduktivität aus der Selbstflussverkettung bestimmt. Aus dieser Vorgehensweise resultiert die Selbstinduktivität

$$L_s = \frac{6}{\pi^2} \frac{\mu_0}{\delta_1} N_{sp}^2 l_{Fe} \tau_p \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{\xi_{ges,n}}{N_p} \right)^2 \quad (3.6)$$

für einen Strang. Dabei beschreibt δ_1 den magnetisch wirksamen Luftspalt, N_{sp} die Spulenwindungszahl, l_{Fe} die aktive Eisenlänge, τ_p die Polteilung, N_p die Anzahl paralleler Zweige und $\xi_{ges,n}$ den Gesamtpulsenfaktor. $\xi_{ges,n} = \xi_{sp,n} \xi_{gr,n}$ ist aus Spulen- $\xi_{sp,n}$ und Gruppenfaktor $\xi_{gr,n}$ zusammengesetzt. Da diese Gleichung nur zur Verifizierung der FEM-Ergebnisse verwendet wird, kann die Wickelkopf- sowie die Nutstreuung vernachlässigt werden. Die unterschiedlich kalkulierten Werte sind in Tabelle 3.1 bezogen auf die nichtlineare FEM-Berechnung aufgeführt. Beide Ergebnisse liefern einen ähnlichen Wert für die Induktivität, und der relative Fehler für die approximierten FEM-Berechnung ($\Delta E_{approx} = 4,2\%$) fällt akzeptabel für die vereinfachte Identifizierung aus. Aus diesem Grund kann diese Vorgehensweise für die Bestimmung der Parameter verwendet werden.

Die zweite Verifikation vergleicht die Flussdichteverteilungen in der Maschine bei beiden Simulationen. Abbildung 3.8 zeigt die Flussdichteverteilung für die FEM-Berechnungen. Beide Flussdichteverteilungen verhalten sich bis auf einzelne Streupfade in der linearen Simulation gleich. Aus diesem Grund ist die Approximation ebenso wie mit der analytischen Berechnung der Induktivität verifiziert.

Tabelle 3.1: Vergleich der verschiedenen berechneten Werte für die Selbstinduktivität L_s eines Strangs im Vergleich zum nichtlinearen magnetostatischen Fall $\frac{L_s}{L_{s,FEM,NL}}$

Berechnung	approximierte FEM	analytisch
$\frac{L_s}{L_{s,FEM,NL}}$	0,958	0,966

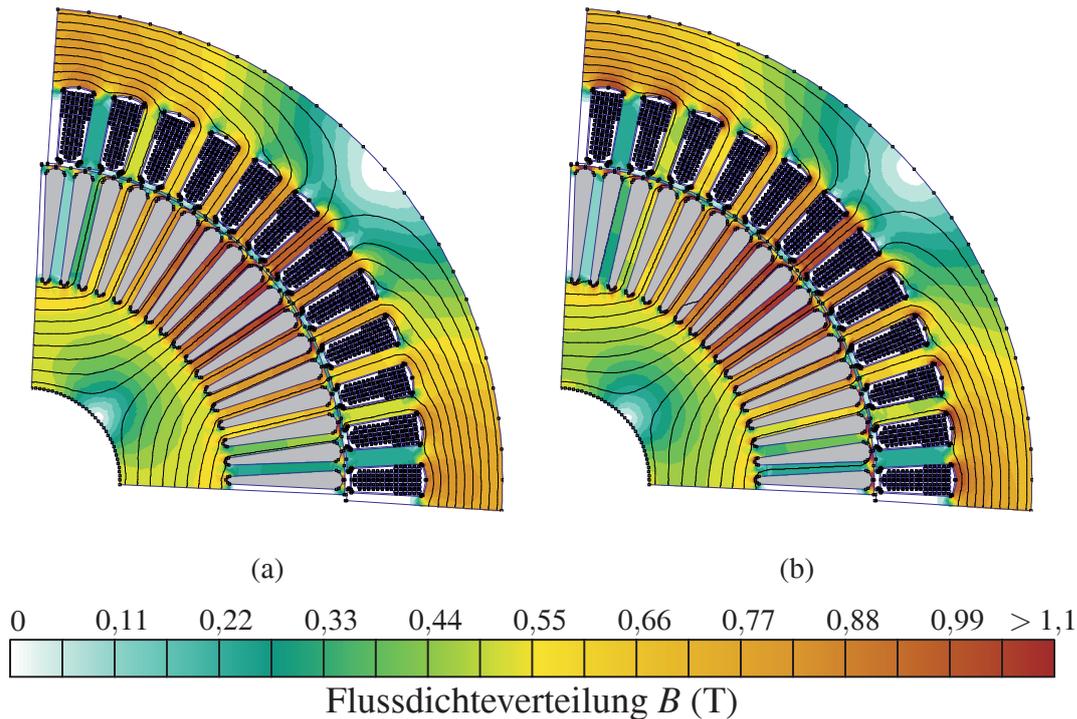


Abbildung 3.8: Vergleich der Flussdichteverteilung in der untersuchten EM für die nichtlineare (a) und die linear approximierte FEM-Berechnung (b)

Als alternative Vorgehensweise bei FEM-Simulationen kann die Methode der Frozen Permeability eingesetzt werden. Diese Berechnungsart führt zuerst eine nichtlineare Berechnung der elektrischen Maschine durch. Im Anschluss speichert jedes Element des Meshs die Ergebnisse der Flussdichte und der daraus resultierenden Permeabilität. Somit kann eine lineare Kalkulation mit den abgespeicherten Permeabilitäten folgen [94], was zur Berechnung der unterschiedlichen Flussanteile (Stator und Permanentmagnete) verwendet wird. Außerdem kann diese Methode die unterschiedlichen Anteile eines Drehmoments separieren [95]. In der Bestimmung der HF-Parameter kann die Methode der Frozen Permeability zu einer besseren Berechnung der Induktivitäten führen. Zusätzlich kann diese Methode die Induktivitäten im realen Arbeitspunkt der E-Maschine identifizieren. Da die Methodik der Frozen Permeability noch nicht in FEMM Version 4.2 implementiert ist [96], erfolgt die oben vorgestellte Approximation. Zusätzlich zur Verifikation identifiziert die magnetostatische Simulation die Kopplung zwischen den einzelnen Strängen. Der Kopplungsfaktor k wird anschließend mit der Gegeninduktivität M_{uv} zwischen zwei Strängen und der Selbstinduktivität L_s bestimmt:

$$k = \frac{M_{uv}}{L_s}. \quad (3.7)$$

Dabei geht die Kalkulation von der Symmetrie der drei Stränge $L_{s,u} = L_{s,v} = L_{s,w}$ aus. Mit dieser Berechnung ist der erste Parameter für das HF-Modell der IM identifiziert.

3.4.2 Berechnung von $R_s(f)$ und $L_s(f)$

Die Kalkulation der Parameter $R_s(f)$ und $L_s(f)$ verwendet den zeitharmonischen Solver. Dadurch muss die Software die Gleichung

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu_{\text{eff}}(B)\mu_0} \nabla \times a \right) = -j\omega\sigma a + \widehat{J}_{\text{sr}} - \sigma \nabla V \quad (3.8)$$

mit dem Vektorpotential a , der Stromdichte J_{sr} , der elektrischen Leitfähigkeit σ , der wirksamen Permeabilität μ_{eff} und dem zusätzlichen Spannungsgradienten ∇V für jedes Element lösen [96]. In dieser Gleichung hängt die wirksame Permeabilität μ_{eff} durch die nichtlineare BH-Charakteristik von der Flussdichte B ab. Durch die Linearisierung ist dies in dieser Methode nicht mehr der Fall, jedoch sinkt die Permeabilität als Resultat von Wirbelströmen in den einzel-

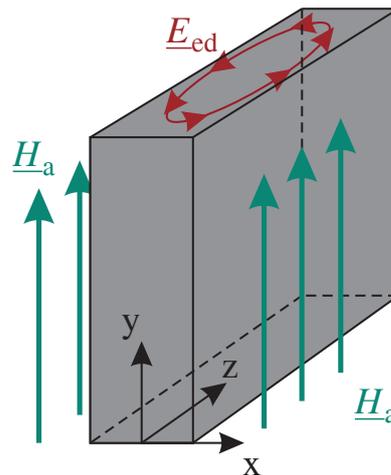


Abbildung 3.9: Prinzipdarstellung zur Erläuterung der Entstehung von Wirbelströmen im Elektroblech nach [97]

nen Blechen mit der Zunahme der Frequenz [97]. Aus diesem Grund berechnet der Algorithmus die effektive Permeabilität für jede Frequenz, bevor die FEM-Simulation gestartet wird.

Das grundlegende physikalische Prinzip für die Berechnung der Permeabilität präsentiert Abbildung 3.9. Das magnetische Wechselfeld, welches das Blech durchsetzt, erzeugt bei Erreichen der Skintiefe im Blech ein elektrisches Wirbelfeld, das wiederum einen Wirbelstrom zur Folge hat. Dieser führt bei steigender Frequenz zu einer Verringerung der Permeabilität im Blech. Die wirksame Permeabilität μ_{eff} in Abhängigkeit von der Frequenz besteht aus Real- und Imaginärteil und kann wie folgt berechnet werden [97]:

$$\Re(\mu_{\text{eff}}) = \mu_{\text{diff}} \frac{\delta}{d_{\text{sh}}} \frac{\sinh \frac{d_{\text{sh}}}{\delta} + \sin \frac{d_{\text{sh}}}{\delta}}{\cosh \frac{d_{\text{sh}}}{\delta} + \cos \frac{d_{\text{sh}}}{\delta}} \quad (3.9)$$

$$\Im(\mu_{\text{eff}}) = -\mu_{\text{diff}} \frac{\delta}{d_{\text{sh}}} \frac{\sinh \frac{d_{\text{sh}}}{\delta} - \sin \frac{d_{\text{sh}}}{\delta}}{\cosh \frac{d_{\text{sh}}}{\delta} + \cos \frac{d_{\text{sh}}}{\delta}}. \quad (3.10)$$

Dabei steht δ für die Eindringtiefe im Blech und die d_{sh} für die Blechdicke. Kaden entwickelte diese Gleichungen für den Einsatz in Transformatoren, wo die Vernachlässigung des Wickelkopfs zulässig ist. Im Gegensatz dazu muss dieser vor allem bei elektrischen Maschinen mit verteilter Wicklung berücksichtigt werden. Daher wird in der numerischen Berechnung ein empirischer Faktor λ_{wk} in die Berechnung der Eindringtiefe aus [97] hinzugefügt:

$$\delta(f) = \sqrt{\frac{2}{\omega \sigma_{\text{sh}} \mu_{\text{diff}} \mu_0 \lambda_{\text{wk}}}}. \quad (3.11)$$

Dabei repräsentiert σ_{sh} die elektrische Leitfähigkeit des Elektroblechs. Der Algorithmus implementiert den absoluten Wert der wirksamen Permeabilität [97]

$$|\mu_{\text{eff}}| = \sqrt{2} \mu_{\text{diff}} \frac{\delta}{d_{\text{sh}}} \frac{\sqrt{\sinh^2 \frac{d_{\text{sh}}}{\delta} + \sin^2 \frac{d_{\text{sh}}}{\delta}}}{\cosh \frac{d_{\text{sh}}}{\delta} + \cos \frac{d_{\text{sh}}}{\delta}} \quad (3.12)$$

in x- und y-Richtung. Die Bestimmung von Widerstand $R_s(f)$ und Induktivität $L_s(f)$ nutzt die Funktion der Circuit Properties in FEMM, welche die Flussverkettung und den Spannungsabfall an der Spule automatisch wiedergibt [96]. Mit diesen Werten kann im Post-Prozessing die Berechnung der Parameter, wie im vorherigen Abschnitt erläutert, durchgeführt werden.

Abbildung 3.10 zeigt das Ergebnis für den Widerstand R_s und für die Induktivität L_s normiert auf die DC-Werte in Abhängigkeit von der Frequenz f der elektrischen Maschine. Der Widerstand des Strangs nimmt mit steigender Frequenz zu. Vor allem ab einer Frequenz von $f = 5 \text{ kHz}$ steigt dieser an. Dies ist der Eindringtiefe in das einzelne Blech und der daraus resultierenden wirksamen Permeabilität μ_{eff} geschuldet. Wirbelströme können sich im Blech ab einer Frequenz

$$f = \frac{1}{\pi \mu_{\text{diff}} \mu_0 \sigma_{\text{sh}} d_{\text{sh}} \frac{l_{\text{Fe}}}{l_{\text{Fe}} + l_{\text{wk}}}} = 5 \text{ kHz} \quad (3.13)$$

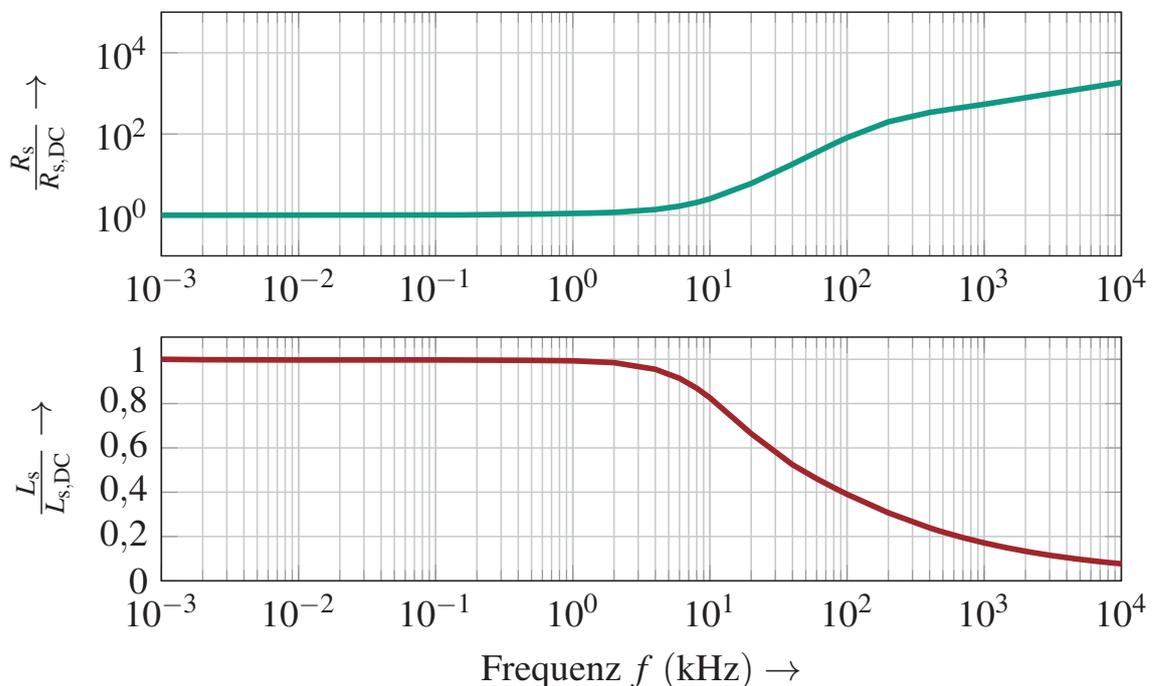


Abbildung 3.10: Widerstand R_s (grün) und Induktivität L_s (rot) normiert auf die DC-Werte R_{DC} und L_{DC} eines Strangs der E-Maschine in Abhängigkeit von der Frequenz

mit der Blechdicke d_{sh} als Grenzgröße für die Skintiefe δ ausbilden. Deshalb reduziert sich auch die Induktivität ab dieser Frequenz, die für die Impedanz des Strangs bei hohen Frequenzen dominant ist.

Dieses nichtlineare Verhalten der Impedanz muss die Simulation in Spice für Frequenz- und Zeitbereich mit konzentrierten Bauteilen nachbilden. Die Umsetzung erfolgt über eine Parallelschaltung von mehreren RL-Zweigen (siehe Abbildung 3.11 [62]). In [71] ist eine alternative nichtlineare Modellierung mit parallelen RL-Gliedern, die anschließend seriell verschaltet werden (siehe auch Abbildung 4.12), erläutert. Weitere frequenzabhängige nichtlineare Modellierungen sind bei Magdun [51] zu finden. Jeder Pfad symbolisiert einen Frequenzbereich der berechneten Werte von FEMM. Der erste Zweig steht für den Frequenzbereich $\Delta f = 1 \text{ Hz} - 10 \text{ kHz}$, wodurch die Werte direkt aus den numerisch berechneten abgeleitet werden. Für die weiteren Pfade bestimmt

$$R_{br,i} = \sqrt{R_s(f_i)^2 + [2\pi f_i L_s(f_i)]^2} \quad (3.14)$$

den Zweigwiderstand mit der Impedanz der jeweiligen Grenzfrequenz. Durch diese Kalkulation ist es garantiert, dass der Pfad den Strom erst ab der gewünschten Frequenz führt. Mit einem Faktor b für das sinkende Verhalten der Induktivität und einem empirischen Faktor c_2 vorgestellt von [62] wird die Zweiginduktivität

$$L_{br,i} = c_2 \frac{L_s(f_i)}{b} \quad (3.15)$$

berechnet. Durch diese Vorschrift ist das nichtlineare Frequenzverhalten mit einem RL-Netzwerk in Spice modelliert. Abbildung 3.12 (a) zeigt den Vergleich

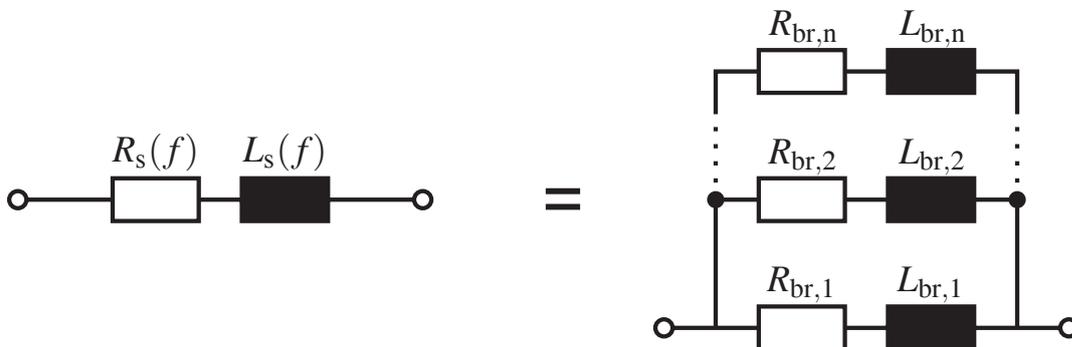
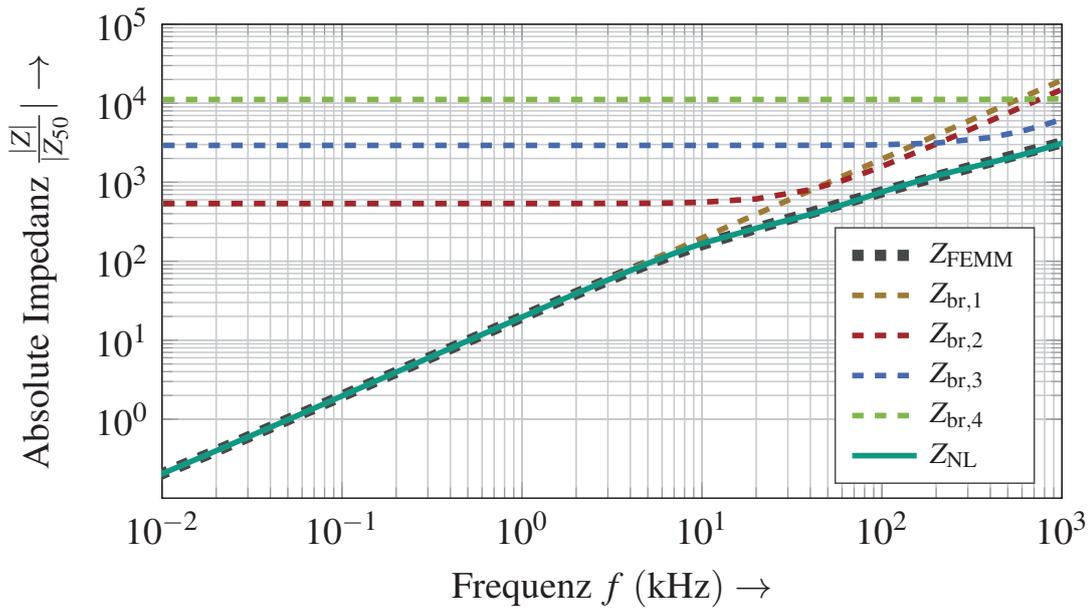
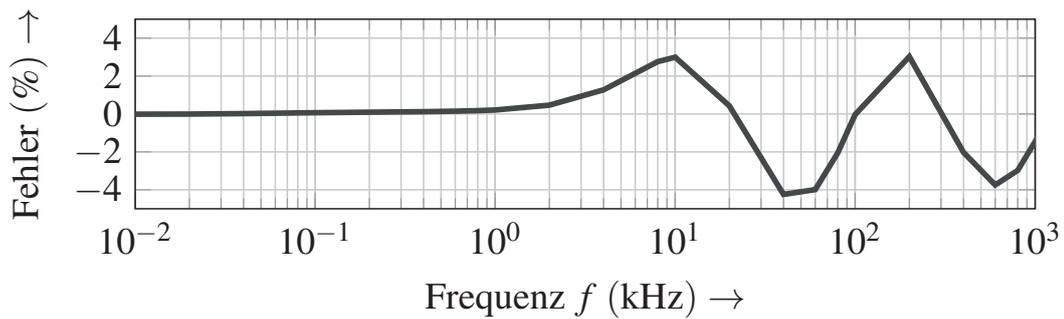


Abbildung 3.11: Modellierung der nichtlinearen Charakteristik des Strangs mit mehreren parallelen RL-Zweigen



(a)



(b)

Abbildung 3.12: Vergleich der Impedanz Z_{NL} des RL-Netzwerk (grün) mit der numerisch berechneten Impedanz Z_{FEMM} (grau, gestrichelt) (a) sowie der relative Fehler zwischen den beiden Resultaten (b)

von numerisch berechneten Werten und dem RL-Netzwerk im Frequenzbereich. Zusätzlich stellt Abbildung (b) den entstandenen Fehler bei der Modellierung von FEMM nach LTspice dar. Vier parallele Zweige bilden in diesem Fall die nichtlineare Charakteristik ab. Der Fehler zwischen den beiden Berechnungen liegt bei maximal $|E_{\max}| = 4\%$. Dieser ist für den sehr großen Frequenzbereich gering. Daher spiegelt Spice die FEMM-Werte wider. Somit ist diese Art der nichtlinearen Modellierung verifiziert und wird für das HF-Modell der elektrischen Maschine verwendet.

3.4.3 Identifizierung der Kapazitäten

Die parasitären Strukturen prägen das Frequenzverhalten der elektrischen Maschine. Da die Kapazitäten das CM- und ab einer bestimmten Frequenz auch das DM-Verhalten bestimmen, müssen FEM-Simulation auch diese berechnen. Im Folgenden werden die Kapazitäten

- Wicklung-Stator-Kapazität C_{ws}
- Wicklung-Rotor-Kapazität C_{wr}
- Rotor-Stator-Kapazität C_{rs}

numerisch ermittelt. Wie die Kapazität für Wälzlager analytisch kalkuliert wird, ist in [51, 98] näher erläutert. Aus diesen Kapazitäten setzt sich die Ersatzkapazität C_g zusammen, was Abbildung 3.13 zeigt.

Kalkulation der Wicklung-Stator-Kapazität C_{ws}

Die Kapazität C_{ws} ist entscheidend für das CM-Verhalten, da die Ableitströme über diese Kapazität fließen. Analytisch kann sie mit der Gleichung

$$C_{ws} = F_c \epsilon_r \epsilon_0 \frac{Q_s}{m} \frac{U_n l_{Fe}}{d_{iso}} \quad (3.16)$$

bestimmt werden [11]. In (3.16) beschreibt F_c einen Formfaktor nach [99], der die runde Form der Kupferdrähte in der Berechnung der Kapazität berücksich-

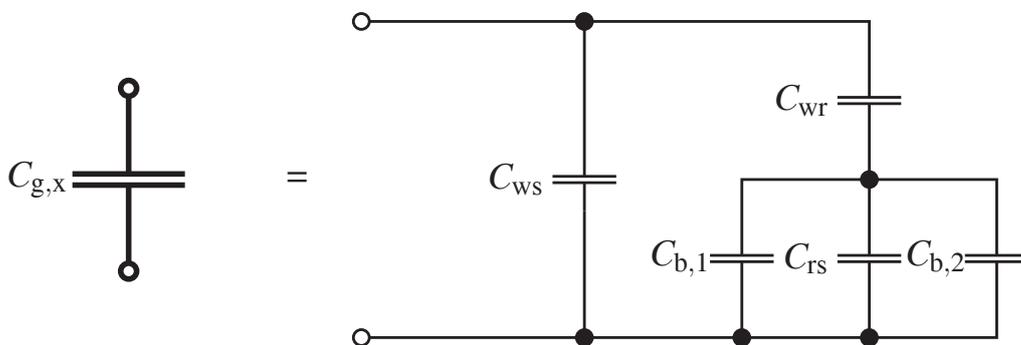


Abbildung 3.13: Zusammensetzung der Ersatzkapazität C_g aus den parasitären Maschinenkapazitäten

tigt, ϵ_r die spezifische Dielektrizitätskonstante der Isolierung, ϵ_0 die Dielektrizitätskonstante im Vakuum, Q_s die Anzahl der Nuten, m die Anzahl der Stränge, U_n den Umfang der Nut und d_{iso} die Dicke der Isolierung zwischen Wicklung und Nut. Der Umfang der Nut [11]

$$U_n = 2h_n + b_n \quad (3.17)$$

wird mit der Nutbreite b_n und der Nuthöhe h_n kalkuliert. FEMM verwendet den elektrostatischen Solver zur Bestimmung der Kapazitäten. Dabei löst der Solver die Gleichung [96]

$$-\epsilon \nabla^2 U = \rho \quad (3.18)$$

mit der Spannung U , der Ladungsdichte ρ und der Permittivität ϵ über eine homogene Region in jedem Element. Diese Gleichung kann mit der differentiellen Form des Gaußschen Gesetzes, dem Ampèreschen Gesetz und der Materialgleichung $\vec{D} = \epsilon \vec{E}$, in der D für die elektrische Flussdichte und E für die elektrische Feldstärke steht, hergeleitet werden [96]. Vor dem Beginn der Simulation müssen vor allem die Isolationsmaterialien bekannt sein, da diese einen enormen Einfluss auf die Berechnungsergebnisse besitzen. Da in einem frühen Stadium der Entwicklung kein montierter Prototyp der Maschine vorhanden ist, müssen die Werte für die Isolation, also Lack vom Draht, Harz und Isolationspapier, aus Datenblättern ermittelt oder typische Werte aus der Literatur verwendet werden [100]. Die Wicklung liegt mittig in der Nut.

In der FEM-Simulation wird die Spannung als Quelle des elektrischen Felds auf den Rändern der Bauteile gewählt. Der Rotor erhält in diesem Fall die Dirichlet-Randbedingung, da sich kein elektrisches Feld in einem Bauteil mit elektrischer Leitfähigkeit aufbaut. Alle Drähte der Wicklung erhalten eine Spannung $U_1 = 1 \text{ V}$ und das Statorblechpaket $U_2 = 0 \text{ V}$ mit zwei Conductor Properties. Dies sind bereits vorhandene Funktionen in FEMM, die Spannungen oder Ladungen auf den Rändern der Bauteile einprägen können. In Tabelle 3.2 ist die Zuordnung der Randbedingung sowie der zwei Conductor Properties für die Identifizierung der jeweiligen Kapazität angegeben. Die Kapazität kann über die elektrische Feldenergie

$$W_{el} = \frac{1}{2} C_{ws} (\Delta U)^2 \quad (3.19)$$

zwischen den beiden Bauteilen bestimmt werden. Da bei komplexen Strukturen die Bestimmung der gespeicherten Energie äußerst schwierig ist, stellen die

Tabelle 3.2: Randbedingung und Zuordnung der Conductor Properties zur Berechnung der verschiedenen Kapazitäten in der Maschine

Kapazität	Conductor Property 1 $U_1 = 1V$	Conductor Property 2 $U_2 = 0V$	Randbedingung $U = 0V$
C_{ws}	Wicklung	Stator	Rotor
C_{wr}	Wicklung	Rotor	Stator
C_{sr}	Stator	Rotor	Wicklung

Conductor Properties im Post-Processing Ergebnisse der numerischen Simulation für die Ladung Q_i oder die Spannung U_i , $i \in \{1,2\}$ zur Verfügung. Aus diesem Grund wird die Kapazität

$$C = \frac{Q_2}{\Delta U} \quad (3.20)$$

mit den In-Built-Funktionen von FEMM bestimmt. Diese Berechnung für die Kapazität C_{ws} vernachlässigt den Wickelkopf, da die Nuten den Hauptteil der Kapazitäten bilden. Im Gegensatz dazu benötigt die Berechnung der Kapazität C_{wr} die Berücksichtigung der Wickelköpfe. Die Resultate sind in Tabelle 3.3 zusammengefasst.

Berechnung der Kapazität C_{wr}

Die Bestimmung der Kapazität zwischen Wicklung und Rotor in der Nut der Maschine erfolgt analytisch über eine seriellen Verschaltung von zwei Plattenkondensatoren entsprechend [11]. Die erste Teilkapazität

$$C_{wr1} = \frac{1}{m} Q_s \epsilon_0 b_o \frac{l_{Fe}}{\delta_1 + h_o} \quad (3.21)$$

beschreibt die Kapazität des Luftspalts δ_1 sowie der Höhe der Nutöffnung h_o , die mit Luft gefüllt ist. Dabei wird die Breite der Öffnung mit b_o berücksichtigt. Mit

$$C_{wr2} = \frac{1}{m} Q_s \epsilon_{r,k+i} \epsilon_0 b_o \frac{l_{Fe}}{h_{k+i}}, \quad (3.22)$$

der Höhe h_{k+i} und der Permittivität $\epsilon_{r,k+i}$ für Isolation und Nutenkeil wird die zweite Teilkapazität berechnet. Mit (3.21) und (3.22) bestimmt

$$C_{wr} = \frac{C_{wr1}C_{wr2}}{C_{wr1} + C_{wr2}} \quad (3.23)$$

die Gesamtkapazität [11]. In der Ermittlung des BVR müssen alle drei Stränge beachtet werden. Für die Berechnung der Kapazitäten setzt der Algorithmus in FEMM die Randbedingungen und die Conductor Properties nach Tabelle 3.2 im Pre-Prozessor. Dadurch kann Gleichung (3.20) die Kapazität $C_{wr,sl}$ der Wicklung zum Rotor in der Nut berechnen. Des Weiteren berücksichtigt die Identifizierung bei dieser Kapazität den Wickelkopf, da dieser einen enormen Einfluss auf das BVR hat. Vor allem bei IM mit den Kurzschlussringen im Rotor ist dies der Fall. Dies führt in [51] zu einer sechsfachen Kapazität durch die Wickelköpfe. Abbildung 3.14 zeigt einen typischen Wickelkopf in elektrischen Maschinen für Hybrid- und Elektrofahrzeuge. Der Wickelkopf wird häufig nach oben in eine rechteckige Struktur gepresst. Deswegen bildet sich zwischen diesem und dem Rotor mit dem Kurzschlussring ein Zylinderkondensator aus. Mit der Formel für diesen und der Berücksichtigung der m Stränge in der Maschine kann die Kapazität für die Wickelköpfe zum Rotor für einen Strang

$$C_{wr,wk} = \frac{1}{m} 2\pi\epsilon_r\epsilon_0 l_{ax,wk} \ln\left(\frac{d_{ro,a} + 2d_{air}}{d_{ro,a}}\right) \quad (3.24)$$

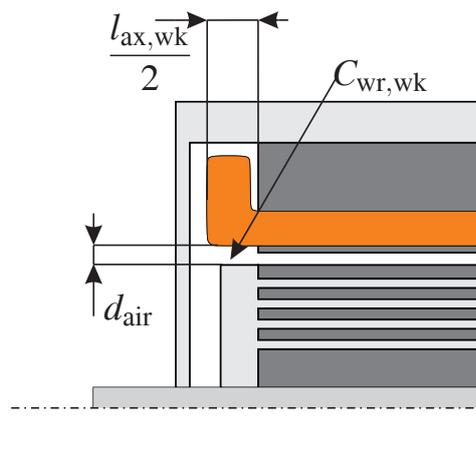


Abbildung 3.14: Prinzipdarstellung eines Wickelkopfs zur Berechnung der parasitären Kapazität

mit dem Rotordurchmesser $d_{\text{ro,a}}$, dem Abstand von Wickelkopf und Kurzschlussring d_{air} und der effektiven Kupferlänge für beide Wickelköpfe $l_{\text{ax,wk}}$ analytisch bestimmt werden. Als alternative Länge kann auch die Breite der Kurzschlussringe des Rotors verwendet werden. Die relative Dielektrizitätszahl ϵ_r berechnet sich mit

$$\frac{d_{\text{air}}}{\epsilon_r} = \sum_{i=0}^N \frac{d_i}{\epsilon_i} \quad (3.25)$$

unter Berücksichtigung des Isolationspapiers und des Harzes. Dabei repräsentiert d_i und ϵ_i die Dicke und die relative Permittivität für eine einzelne Schicht. Mit dieser Approximation kann anschließend die Gesamtkapazität

$$C_{\text{wr}} = C_{\text{wr,sl}} + C_{\text{wr,wk}} \quad (3.26)$$

in das Modell integriert werden. Das Verhältnis von Wickelkopf- zu Nutkapazität liegt für die untersuchte Maschine bei $\frac{C_{\text{wr,sl}}}{C_{\text{wr,wk}}} \approx 1$. Die Berechnungsergebnisse sind in Tabelle 3.3 zusammengefasst.

Identifizierung der Rotor-Stator-Kapazität C_{rs}

Die Kapazität C_{rs} bildet sich zwischen den Blechpaketen von Rotor und Stator aus. Aus diesem Grund wird die Kapazität

$$C_{\text{rs}} = \epsilon_0 l_{\text{Fe}} \frac{\pi d_{\text{s,i}}}{k_c \delta_l} \quad (3.27)$$

analytisch mit der Formel für einen Zylinderkondensator und dem Innendurchmesser des Stators $d_{\text{s,i}}$ berechnet [11]. Zusätzlich berücksichtigt die Gleichung

Tabelle 3.3: Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Kapazitätswerte

Kapazität	FEMM	analytisch
C_{ws}	2,67 nF	2,85 nF
$C_{\text{wr,sl}}$	16,6 pF	18,95 pF
C_{rs}	736,8 pF	760,0 pF

die Nutung des Stators und des Rotors mit dem Carter-Faktor k_c . Dieser Faktor beschreibt den Einfluss der Nutung auf das magnetische und elektrische Luftspaltfeld [93]. Die Simulation wird wie in Tabelle 3.2 angegeben initialisiert.

Die Ergebnisse der Simulationen im Vergleich zu den analytisch berechneten Werten sind in Tabelle 3.3 aufgelistet. Die Werte der beiden Berechnungen liegen in derselben Größenordnung; daher sind die numerisch ermittelten mit den analytisch berechneten verifiziert.

3.4.4 Kalkulation des Eisenverlustersatzwiderstands R_e

Als letzter Parameter wird der Widerstand R_e berechnet, der die Wirbelstromverluste im Statorblechpaket beschreibt [63]. Dieser hat einen Einfluss auf die Frequenzcharakteristik. In beiden Kennlinien gibt es Resonanzen zwischen den Kapazitäten und der Induktivität, welche der Widerstand R_e dämpft. Analytisch können die Eisenverluste über das Bertotti-Modell [101], welches die Eisenverluste aus Hysterese-, Wirbelstrom- und Excessverlusten aufbaut, berechnet werden. Da die Resonanz bei sehr hohen Frequenzen $\text{kHz} \leq f_{\text{res}} \leq \text{MHz}$ liegt, überwiegen im Eisen die Wirbelstromverluste, die sich proportional $P_{s,\text{ed}} \propto f^2$ zum Quadrat der Frequenz vergrößern. Im Vergleich dazu sind die Hystereseverluste $P_{s,\text{hys}} \propto f$ sowie die Excessverluste $P_{s,\text{exc}} \propto f^{1,5}$ kleiner als die Wirbelstromverluste und können vernachlässigt werden.

Zur Kalkulation des Widerstands wird die erste Resonanzfrequenz f_{res} für die DM-Charakteristik, die wie in Abbildung 3.15 dargestellt gemessen werden kann, ohne Eisenverluste R_e bestimmt (siehe hierzu Abb. 3.16). Mit f_{res} startet eine weitere zeitharmonische Simulation mit den Phasenströmen $i_u = -i_v$ für eine Sternschaltung. Die Eisenverluste $P_{s,\text{ed}}$ werden anschließend als Widerstand

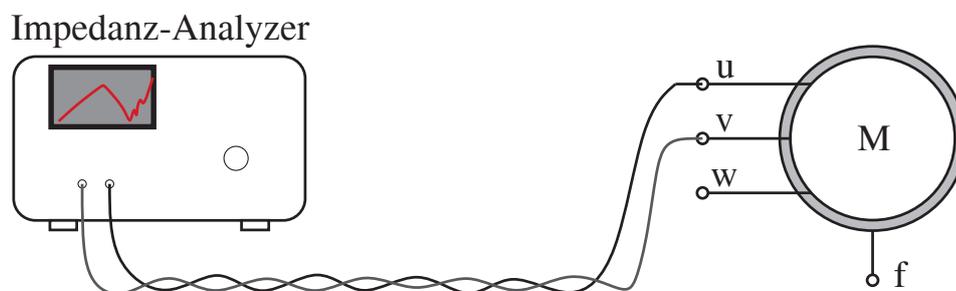


Abbildung 3.15: Messsetup für die Bestimmung der DM-Charakteristik

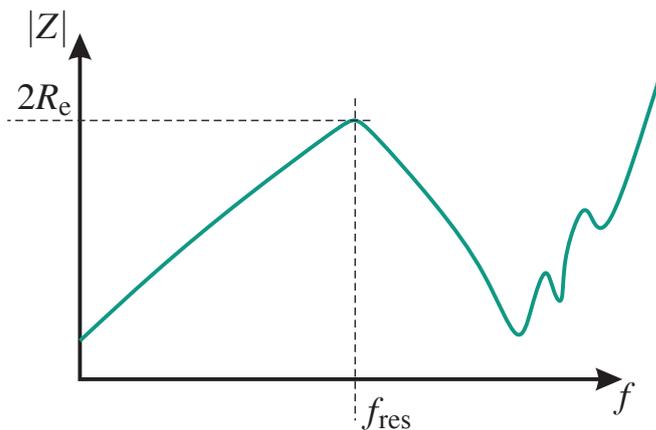


Abbildung 3.16: Prinzipdarstellung der DM-Charakteristik einer elektrischen Maschine mit Kennzeichnung der Resonanzfrequenz f_{res} und der Resonanzimpedanz R_e

$$R_e = \frac{P_{s,ed}}{2i_u^2} \quad (3.28)$$

mit dem Strom durch die Maschine ermittelt, da im Resonanzfall der gesamte Strom über diesen Widerstand fließt. Der Faktor 2 berücksichtigt im Fall des Sternpunkts, dass der Strom durch zwei Stränge fließt. Mit dieser Berechnung sind alle kalkulierten Parameter identifiziert. Ausschließlich für die Bestimmung der Anschluss- und Verbindungsinduktivität der Stränge L_{zu} müssen gemessene Werte, wie Magdun et al. [71] erläutern, herangezogen werden.

3.5 Validierung des HF-Modells

Einerseits wird im Folgenden das Frequenzverhalten zur Validierung des Modells verwendet. Diese Messung ist nur im Stillstand möglich. Daher ist der Pfad über die Welle durch die Lagerung kurzgeschlossen. Deswegen benötigt die vollständige Validierung des Modells andererseits Messungen im Zeitbereich, um den Pfad über den Rotor zu bewerten.

3.5.1 Validierung im Frequenzbereich

Die elektrische Maschine wird für die Validierung des HF-Modells und der Identifikationsmethode im Frequenzbereich mit einem Impedanz-Analyzer AgilentHP 4294A (siehe hierzu auch Tab. A.5) im Stillstand vermessen. Aus diesem Grund haben die Wälzkörper direkten Kontakt mit den Laufbahnen, was zu einem Kurzschluss zwischen Welle und Gehäuse führt. Zunächst betrachtet dieser Abschnitt das Differential-Mode-Verhalten. Im Anschluss folgt die Untersuchung des Common-Mode-Verhaltens.

Messung und Vergleich der DM-Impedanz

Die DM-Impedanz wird zwischen zwei Phasenanschlüssen, wie in Abbildung 3.15 dargestellt, gemessen [67]. Der Anschluss f steht für das Gehäuse und wird später zur Messung der CM-Charakteristik benötigt. Um zusätzliche Störungen vor allem bei größeren Frequenzen zu reduzieren, wird der Impedanz-Analyzer mit verdrehten Leitungen an die E-Maschine angeschlossen. Alle drei Phasen-Phasen-Kombinationen werden mit dem Analyzer gemessen und ein Mittelwert für die Impedanz gebildet, was eine Beeinflussung durch Messfehler (Abweichung von 3 % der einzelnen Phasen-Phasen-Kombination) verringert. Den Ver-

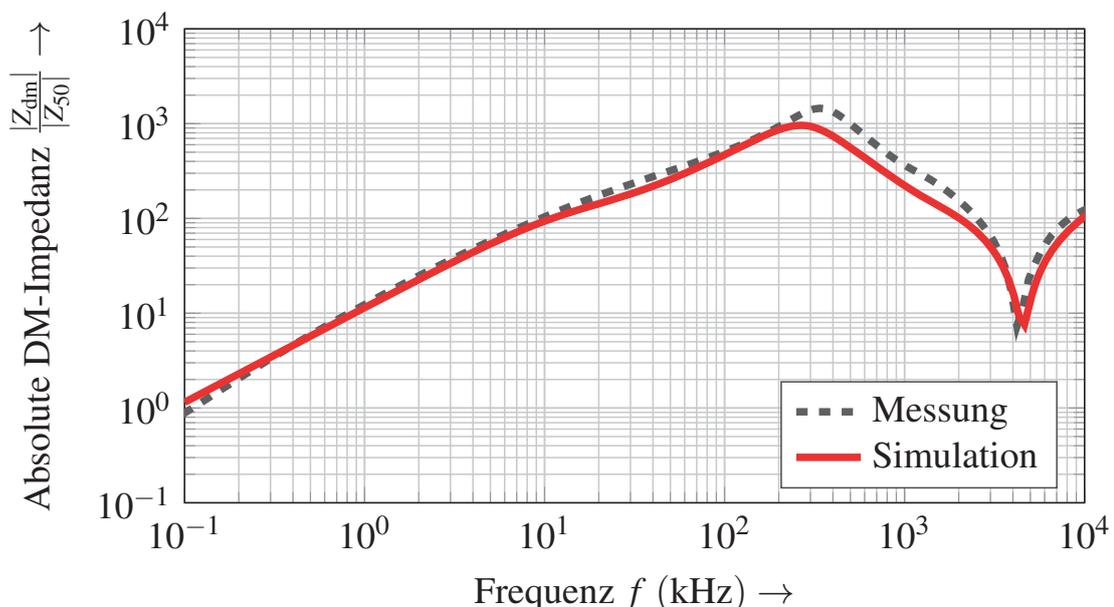


Abbildung 3.17: Vergleich der Simulation und der Messung der DM-Impedanz in Abhängigkeit von der Frequenz f

gleich der Messung mit der Simulation präsentiert Abbildung 3.17. Die gemessenen und die simulierten Werte für die DM-Charakteristik stimmen über einen großen Frequenzbereich sehr gut überein.

Zur besseren Erläuterung kann das DM-Verhalten als eine Parallelschaltung von Widerstand, Induktivität und Kapazität angesehen werden. Im ersten Frequenzbereich führt nur die Induktivität den Strom. Dies wird durch das Modell mit der vorgestellten Berechnungsvorschrift wiedergegeben, vor allem auch der Abfall der Induktivität L_s mit steigender Frequenz. Im Resonanzfall führt nur der Widerstand den Strom. Die Simulation bildet auch dieses Verhalten ab. Nach der Resonanz leitet der Kondensator C_{g2} den Strom, da dieser bei hohen Frequenzen einen Kurzschluss bildet. Ab der zweiten Resonanz, die von einer Interaktion der Zuleitungsinduktivität L_{zu} und der ersten Kapazität zum Gehäuse C_{g2} stammt, bestimmt die Zuleitungsinduktivität die Charakteristik.

Da nur der Parameter L_{zu} für die Anschluss- und Zuleitungsinduktivität aus der Messung identifiziert wird, ist das Modell eine akkurate Nachbildung der E-Maschine bis zu einer Frequenz von $f = 10\text{ MHz}$. Diese Impedanz ist aber nur die halbe Validation im Frequenzbereich, da der Pfad über das Gehäuse fehlt.

Validierung anhand der CM-Impedanz

Als zweite Validierung im Frequenzbereich wird die Gleichtaktimpedanz Z_{CM} herangezogen. Hierzu nimmt das Messgerät jeweils die Impedanz der einzelnen Phasen gegenüber dem Gehäuse auf (siehe hierzu Abbildung 3.18). Die CM-Charakteristik beschreibt eigentlich das Verhalten der drei kurzgeschlossenen Stränge im Vergleich zum Gehäuse [71, 72] (siehe hierzu auch Abb. 1.6). Da die Kopplung k zwischen den Strängen ebenso von Interesse ist, wird nur ein Strang gegen Bezugspotential gemessen. Jeweils eine Messung für die drei Phasen-Gehäuse-Kombination wird durchgeführt und daraus ein Mittelwert (Ab-

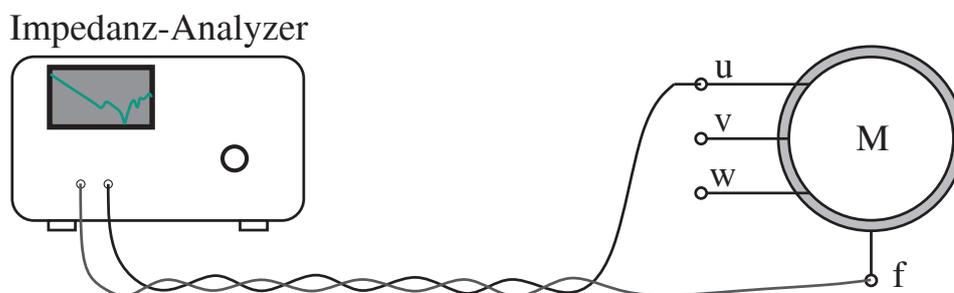


Abbildung 3.18: Messsetup für die Bestimmung der CM-Charakteristik

weichung von 2%) gebildet, der zum Vergleich mit der Simulation dient. Abbildung 3.19 zeigt den Vergleich der gemessenen mit den in Spice simulierten Ergebnissen für die CM-Charakteristik. Die Simulation bildet die gemessenen Werte für das CM-Verhalten ab. Dies kann über einen einfachen Serienschwingkreis mit Widerstand, Induktivität und Kapazität beschrieben werden. Im unteren Frequenzbereich ist die Kapazität (im Modell beide Kapazitäten $C_{g1} + C_{g2}$) verantwortlich für die Impedanz. Dieser Abschnitt wird von dem HF-Modell mit einer hohen Übereinstimmung wiedergegeben. Einziger Unterschied zu diesem einfachen Schwingkreis ist die Resonanz bei $f = 150\text{kHz}$. Diese Resonanz spiegelt die Kopplung k zwischen den Strängen wider. Das Modell hat diese Resonanz ebenso, jedoch beginnt diese schon bei $f = 100\text{kHz}$. Anschließend wird die Charakteristik wieder durch die Kapazität geprägt, wobei diesmal nur noch die Kapazität C_{g2} die Kennlinie bestimmt. Durch die hohe Impedanz des Strangs (L_s) führt der Pfad nur noch über die erste Kapazität (C_{g2}). Die zweite Kapazität hat durch die Induktivität keinen Einfluss mehr auf die Charakteristik. Die zweite Resonanz bei $f = 3,1\text{MHz}$ wird wiederum durch die Kapazität C_{ws} und der Zuleitungsinduktivität L_{zu} gebildet. Für $f > 3,1\text{MHz}$ ist die Zuleitungsinduktivität wie schon bei der DM-Charakteristik verantwortlich für die Impedanz. Das HF-Modell kann auch die CM-Impedanz bis zu einer Frequenz von $f = 10\text{MHz}$ nachbilden.

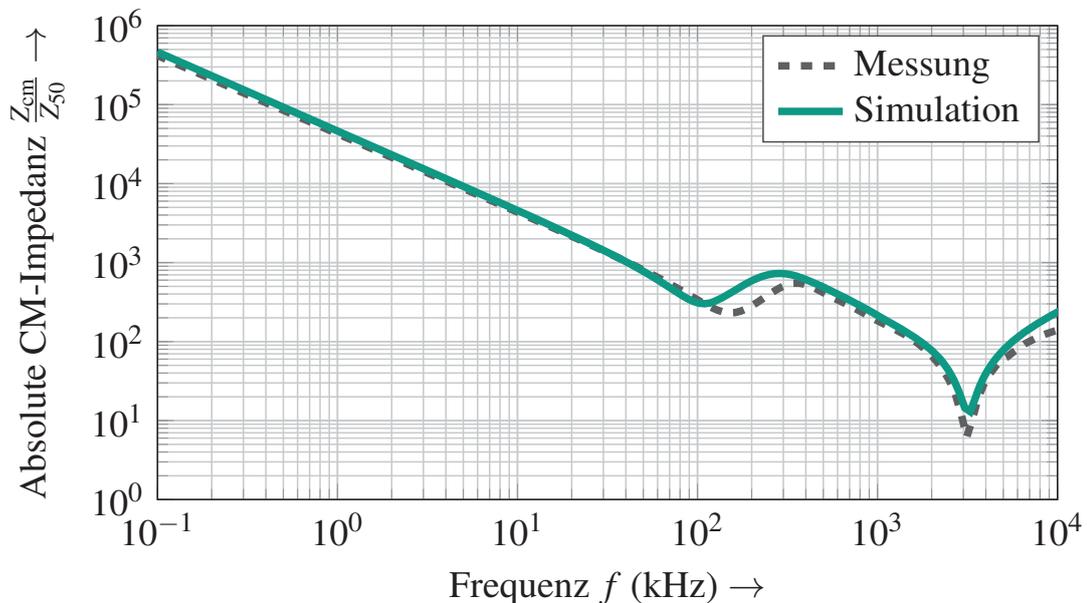


Abbildung 3.19: Vergleich der Simulation und der Messung der CM-Impedanz Z_{CM} in Abhängigkeit von der Frequenz f

Mit diesen Ergebnissen ist gezeigt, dass nicht nur die Kapazitäten, sondern auch alle Parameter bis auf die Zuleitungsinduktivität L_{zu} mit numerischen Simulationen identifiziert werden können. Da die Kapazität $C_{wr} \ll C_{ws}$ der Wicklung auf den Rotor viel kleiner als die Kapazität zum Stator ist (Faktor 100), ist der Einfluss auf die Frequenzcharakteristik von C_{wr} für eine Validierung zu gering. Daher kann diese Kapazität nicht über die Frequenzmessung bestimmt werden. Die einzige Möglichkeit, auf diesen Wert zu schließen, ist die Größe der Lagerspannung.

3.5.2 Validierung im Zeitbereich

Für die Validierung im Zeitbereich wird die untersuchte IM auf einem elektrischen Maschinenprüfstand montiert. Für die Validierung des Modells stehen die EMV-relevanten Größen wie die Sternpunktspannung und die Lagerspannung im Vordergrund. Abbildung 3.20 zeigt das Messsetup am Maschinenprüfstand zur Bestimmung der Spannungen. Der Sternpunkt ist bei dieser Maschine herausgeführt. Über eine Kohlebürste wird die Spannung auf der Welle aufgenommen. Eine detaillierte Beschreibung des Aufbaus ist in Anhang A.3 zu finden.

In einer Zeitbereichssimulation berechnet LTspice denselben Arbeitspunkt für die Gegenüberstellung mit der Messung. Hierzu wird zusätzlich zur E-Maschine ein vereinfachtes Umrichtermodell und ein Leitungsmodell benötigt, welche Anhang A.1 näher erläutert.

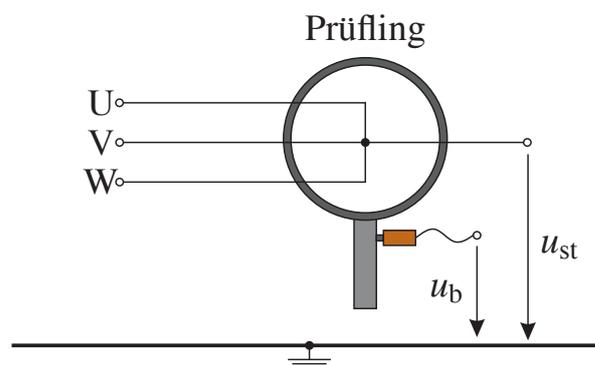


Abbildung 3.20: Messsetup für die Bestimmung der Sternpunkt- u_{st} und der Lagerspannung u_b am Prüfstand

Vergleich der Sternpunktspannung u_{st}

Die Sternpunktspannung gegenüber dem Bezugspotential bildet den Mittelwert der drei Phasennullspannungen, also die CM-Spannung, wie in Gleichung (1.2) zu sehen ist. Durch die parasitären Strukturen verhält sich die Maschine wie ein LC-Filter mit einer Eigenfrequenz, die am Sternpunkt ebenso zu erkennen ist. Für eine Betrachtung im Zeitbereich muss das bisherige HF-Maschinenmodell erweitert werden. Das Strangmodell ist bei einer verteilten Wicklung nicht mehr als elektrisch kurz anzusehen. Daher muss das Modell mehrere Elemente für die Beschreibung des Strangs aneinander reihen.

Die Anzahl der Grundelemente [102]

$$N_{\min} = \frac{2l_{sp}}{v_w t_r} \quad (3.29)$$

berechnet sich aus der Anstiegszeit der Impulse t_r , der gestreckten Leiterlänge der Wicklung l_{sp} und der Wellenausbreitungsgeschwindigkeit [103]

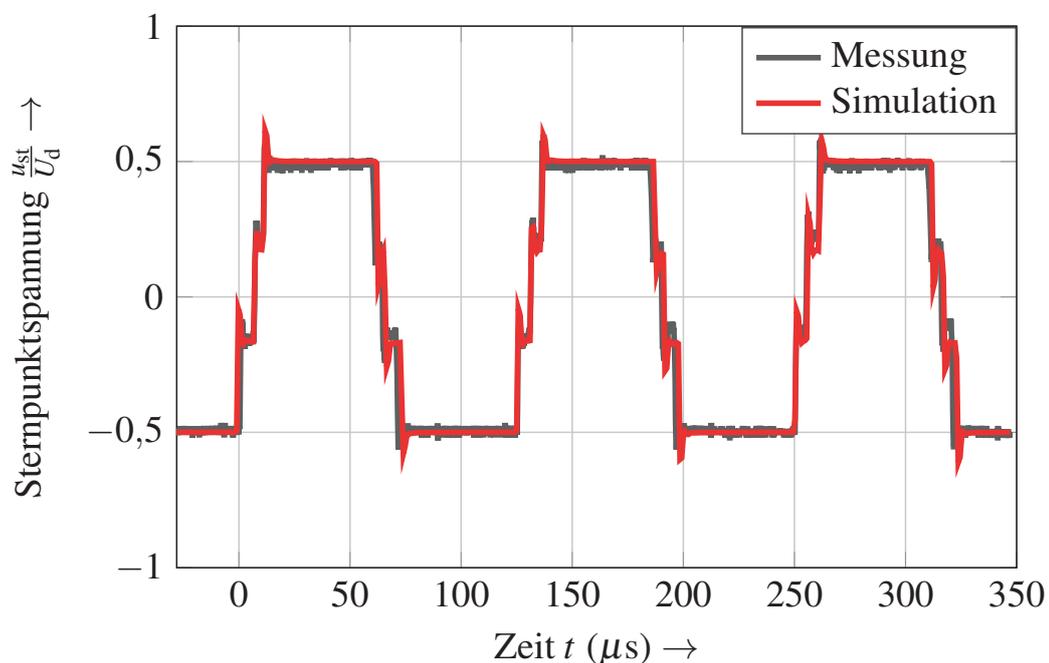


Abbildung 3.21: Vergleich der Simulation und der Messung der Sternpunktspannung bei einer Drehzahl $n = 0,2 n_{\max}$ und einem Drehmoment $M = 0 \text{ Nm}$ bei $U_d = 360 \text{ V}$

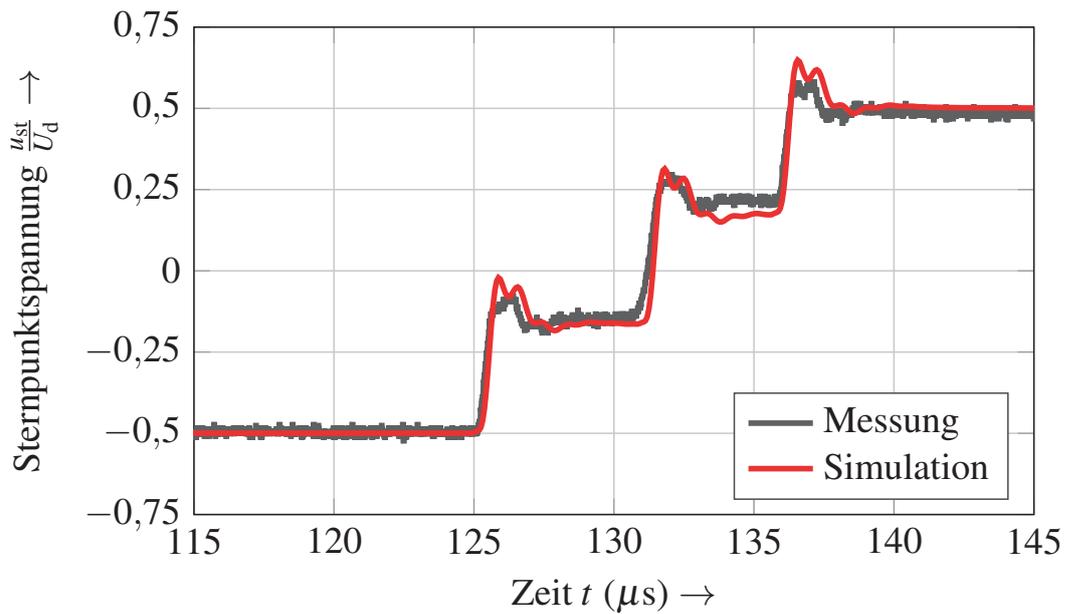


Abbildung 3.22: Vergleich der Simulation und der Messung der Sternpunktspannung bei einer Drehzahl $n = 0,2 n_{\max}$ und einem Drehmoment $M = 0 \text{ Nm}$ bei $U_d = 360 \text{ V}$ – Detailbetrachtung einer Flanke

$$v_w = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_{\text{eff}}}}. \quad (3.30)$$

In Gleichung (3.30) bezeichnet c_0 die Lichtgeschwindigkeit in Vakuum, ϵ_r die relative Dielektrizitätszahl und μ_{eff} die effektive Permeabilität für die Grenzfrequenz.

Dabei ist zu beachten, dass C_{g2} unverändert bleibt, da diese Kapazität mit der Induktivität der Zuleitungen die zweite Resonanz bildet. Der Wert für die Kapazität C_{g1} wird wie die Parameter R_e , R_s und

$$L_{s,\text{zelle}} = \frac{L_s}{N} \quad (3.31)$$

auf die Zellen aufgeteilt. Zur Validierung wird zunächst die Sternpunktspannung u_{st} betrachtet. Der Vergleich zwischen Messung und Simulation ist in Abbildung 3.21 zu sehen. Das Modell kann die Sternpunktspannung wiedergeben. Die typische Treppenfunktion wird von der Simulation dargestellt. Bei genauerer Betrachtung der Steigung (siehe hierzu Abbildung 3.22) ist des Weiteren zu erken-

nen, dass auch das Filterverhalten des Modells sich wie das reale Vorbild verhält. Die Flankensteilheit am Sternpunkt ist geringer als an den Motorklemmen. Die Reduzierung stammt von dem Einfluss der Induktivität L_s im Zusammenspiel mit der parasitären Kapazität C_{ws} , welche einen Filter mit der Eigenfrequenz

$$f_{\text{res,s}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s(f)C_{ws}}} \quad (3.32)$$

bilden. Auch das Einschwingverhalten wird bei einem Sprung der CM-Spannung wie in der Messung abgebildet. Die einzige Abweichung liegt in der Frequenz der Überschwinger. Hier ist deutlich zu erkennen, dass ein hochfrequenter Anteil der Eigenfrequenz der Maschine überlagert ist. Diese stammt aus der HVL, die in der Simulation eine geringere Eigenfrequenz besitzt. Eine genaue Betrachtung der HVL erläutert Anhang A.1.2. Trotzdem bildet das HF-Modell der EM die gemessene Spannung am Sternpunkt sehr gut ab – vor allem, da nur ein Parameter des Modells mit den Messungen und alle anderen über FEM identifiziert wurden. Daher ist die Modellierung des Strangs in Verbindung mit der parasitären Kapazität zwischen Wicklung und Stator C_{ws} validiert.

Betrachtung der Lagerspannung u_b

Die zuvor vorgestellten Messungen werden von der Wicklung-Stator-Kapazität C_{ws} geprägt, da diese um ein Vielfaches größer als die Wicklung-zu-Rotor-Kapazität C_{wr} ist. Zur Validierung der Berechnung von C_{wr} und des zweiten Pfads im Modell (siehe hierzu Abbildung 2.1) vergleicht folgender Abschnitt die gemessenen und die simulierten Werte der Lagerspannung u_b . Der drehende Zustand ist bei dieser Messung entscheidend, da die Lager sonst die Welle kurzschließen. Außerdem beeinflussen die Temperaturen der E-Maschine beziehungsweise der Lager die Messungen erheblich, weil die Verringerung der Viskosität des Lagerfetts mit ansteigender Temperatur die Anzahl der Durchschläge erhöht.

Abbildung 3.23 zeigt die Detailbetrachtung einer Flanke der Lagerspannung. Auf die globale Betrachtung wird in diesem Fall verzichtet, da die Lagerspannung nur ein Abbild der CM-Spannung darstellt. Das vorgestellte Modell spiegelt die gemessenen Werte gut wider. Das Maschinenmodell bildet die Flankensteilheit und die hochfrequenten Schwingungen auf der Welle ab. Diese stammen aus der Eigenfrequenz der Hochvoltleitung, was Anhang A.1 näher erklärt. Deshalb ist die richtige Modellierung des Antriebssystems und nicht nur der EM entscheidend für die Simulation im Zeitbereich.

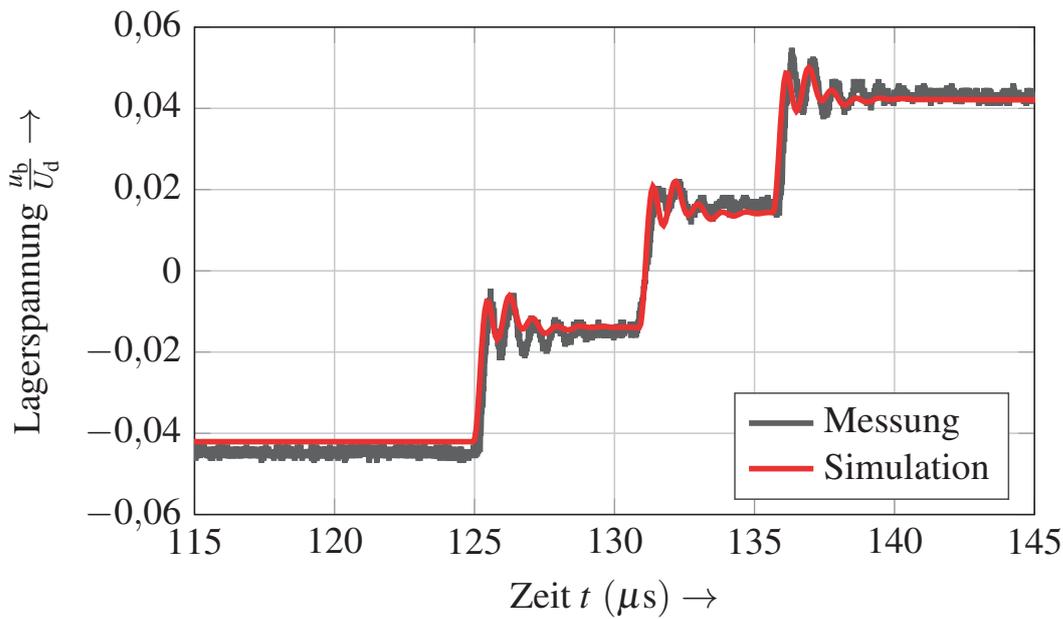


Abbildung 3.23: Vergleich der Simulation und der Messung der Lagerspannung bei einer Drehzahl $n = 0,2n_{\max}$ und einem Drehmoment $M = 0\text{ Nm}$ bei $U_d = 360\text{ V}$ – Detailbetrachtung einer Flanke

Das Lagerspannungsverhältnis BVR, das mit den quasi-stationären Anteilen berechnet wird, liegt bei dieser E-Maschine bei

$$\frac{u_b}{u_{\text{cm}}} = 8,74\% \quad (3.33)$$

Wie in der Darstellung zu erkennen ist, weicht hier die Simulation von der Messung ab. In der Simulation ist nur ein BVR von

$$\frac{u_b}{u_{\text{cm}}} = 8,42\% \quad (3.34)$$

vorhanden. Der relative Fehler zwischen den beiden Kennlinien liegt bei $\Delta E = 4,2\%$. Dieser Fehler ist für die Komplexität der Modellierung und der analytischen Approximation für die Wickelkopfkapazität akzeptabel.

Mit diesem Vergleich der Lagerspannungen ist das gesamte HF-Modell der E-Maschine und die Parameteridentifikation mit FEM validiert. Aus diesem Grund wird dieses Modell im Folgenden zur Berechnung und Bewertung von Abhilfemaßnahmen eingesetzt.

4

Analyse und Bewertung von Entstörkonzepten

Für die Untersuchung von Abhilfemaßnahmen zur Verbesserung des EMV-Verhaltens von elektrischen Maschinen auf Basis von Simulationen stehen zwei unterschiedliche Vorgehensweisen zur Auswahl. Zum einen kann eine Gegenüberstellung der Lagerspannungen von konventioneller und EMV-gerechter E-Maschine im Zeitbereich erfolgen. Anschließend muss jedoch eine FFT die simulierten Spannungen in den Frequenzbereich transformieren, in dem auch die Bewertungskennlinien definiert sind. Dies führt zu langen Rechenzeiten, da mehrere Perioden der Arbeitsfrequenz für eine exakte Transformation notwendig sind. Zum anderen können Simulationen direkt im Frequenzbereich stattfinden, wodurch die Rechenzeit keine Rolle mehr spielt. Zusätzlich ergibt sich bei dieser Methode der Vorteil, dass die Simulation nur das Modell der E-Maschine benötigt. Aus diesem Grund wird im Folgenden die Betrachtung im Frequenzbereich gewählt.

Zunächst erläutert Kapitel 4.1 die Simulationsumgebung für die Komponente elektrische Maschine. Abschnitt 4.2 untersucht den Einfluss des Abschlusswiderstands auf die Simulationen. Anschließend werden unterschiedliche EMV-Maßnahmen mittels Spice-Simulation untersucht (Kapitel 4.3). Der letzte Passus 4.4 dieses Kapitels analysiert die gewonnen Erkenntnisse und wählt mit weiteren Kriterien eine geeignete Maßnahme aus.

4.1 Simulationsumgebung für die EMV-Simulationen

Die CISPR-25 [N6] erläutert die grundsätzliche Herangehensweise zur EMV-Messung von Komponenten im KFZ. Diese internationale Norm ist vor der Einführung der Hochvoltkomponenten entstanden und bezieht sich deshalb auf das 12V-Bordnetz in konventionellen Automobilen. Darin sind absolute Grenzwerte enthalten, die eine Komponente während der Tests einhalten muss. Für die Bewertung nutzt die Norm entweder den Spannungspegel [7]

$$u_{\text{dB}\mu\text{V}} = 20 \log_{10} \left(\frac{u_{\text{mess}}}{1 \mu\text{V}} \right) \quad (4.1)$$

bezogen auf ein Mikrovolt in $[\text{dB}\mu\text{V}]$ oder den Strompegel

$$i_{\text{dB}\mu\text{A}} = 20 \log_{10} \left(\frac{i_{\text{mess}}}{1 \mu\text{A}} \right) \quad (4.2)$$

bezogen auf ein Mikroampère mit der Einheit $[\text{dB}\mu\text{A}]$ als Kriterium. Die Erweiterung der CISPR25, die VDE AK.2011 [N4], geht zusätzlich zu den leitungsgebundenen Störungen in den Hochvoltkomponenten auch auf die Entkopplung von HV- zu NV-System ein. Diese Entkopplung oder auch Leistungsdämpfung eignet sich zur Betrachtung von EMV-Maßnahmen für die Reduzierung der Lagerspannung.

Abbildung 4.1 zeigt hierzu die Simulationsumgebung. Der Eingang der elektrischen Maschine ist als HV-System definiert. Da die Untersuchung nun auf das reine CM-Verhalten eingeht, werden alle drei Phasen kurzgeschlossen und mit einer Störquelle verbunden. Die Störquelle, meistens ein Netzwerk-Analysator, besitzt einen Innenwiderstand $R_i = 50 \Omega$, da die EMV-Komponenten auf dieses System ausgelegt sind. Die Antriebswelle ist galvanisch nicht mit den HV-Komponenten verbunden und somit in den NV-Bereich einzuordnen. Die Simulationsumgebung ist über einen Abschlusswiderstand $R_t = 10 \text{k}\Omega$ geschlossen. Diese Abweichung vom 50Ω -System ist im folgenden Abschnitt ausführlich erläutert. Zusätzlich muss die Simulation die Lagerkapazitäten berücksichtigen. Da diese Kapazitäten sich nur noch geringfügig im Drehzahlbereich von $n > 1500 \text{min}^{-1}$ ändern [54], ist die Plausibilität der Betrachtung gegeben. Bei solchen Drehzahlen ist bereits die Flüssigkeitsreibung erreicht, und die Wälzkörper besitzen keinen Kontakt mehr zur Laufbahn. Daher tritt die größte Spannung auf der Welle auf, was aus EMV-Sicht den schlechtesten Fall darstellt. Die

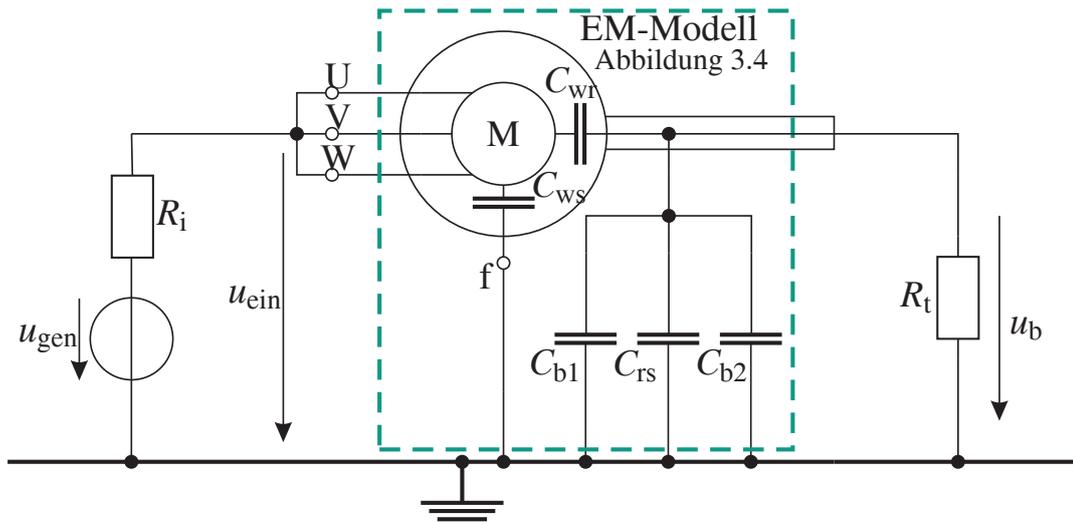


Abbildung 4.1: Prinzipdarstellung des Simulationsmodells zur Bewertung von EMV-Maßnahmen in LTspice, abgeleitet aus [N4]

folgenden Untersuchungen werden bei einer Drehzahl von $n = 0,2n_{\max}$ durchgeführt.

Das Kriterium für die HV-NV-Entkopplung beziehungsweise die Stör- oder Leistungsdämpfung [7]

$$a_{EM} = 20 \log_{10} \left(\frac{u_{ein}}{u_b} \right) \quad (4.3)$$

wird mit der Lagerspannung u_b und der Eingangsspannung der Maschine u_{ein} in Dezibel [dB] berechnet. Je kleiner die Spannung auf der Welle ist, desto größer fällt die Entkopplung bei gleichbleibender Störquelle aus.

Für die Bewertung der Stördämpfung gibt es fünf Grenzkennlinien in der Norm, welche in Abbildung 4.2 dargestellt sind. Diese Norm beschränkt sich auf den Frequenzbereich 0,15 – 1000 MHz. Daher werden die Werte in der Norm für den unteren Frequenzbereich von 10 – 150 kHz linear extrapoliert. Mit diesen Grenzen kann eine Einstufung der Testkomponente (engl. equipment under Test) (EUT) erfolgen. Zur Gewährleistung einer EMV-Klasse muss die Leistungsdämpfung oberhalb der jeweiligen Grenzkennlinie liegen.

Messungen müssen diese Simulationsmethodik ebenso wie das Modell validieren. Hierzu zeichnet ein EMI-Test-Receiver die Frequenzspektren des Sternpunkts und der Lagerspannung auf. Daraus wird anschließend die Entkopplung gebildet. Abbildung 4.3 zeigt dies im Vergleich zur Simulation und zur Klasse A1.

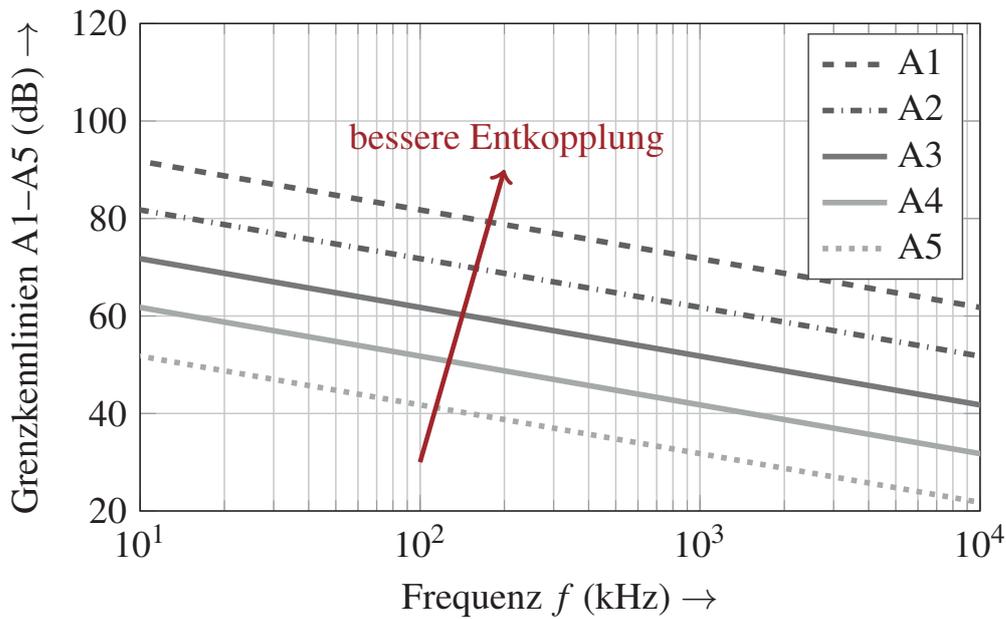


Abbildung 4.2: Grenzwerte A1-A5 zur Beurteilung der HV-NV-Entkopplung nach [N4]

Die Simulation ist rein im Frequenzbereich angesiedelt; daher wird ausschließlich die Hüllkurve berechnet. Im Gegensatz dazu sieht man in der Messung die reale Taktung. Deshalb treten nur diskrete Werte für die Frequenzen

$$f = mf_c \pm nf_a \quad (4.4)$$

auf. Daraus folgt für den Vergleich, dass nur die Maximalwerte der Messung in die Betrachtung einfließen. Mit dieser Herangehensweise kann trotzdem die Simulation der Messung gegenüber gestellt werden.

Die Entkopplung a_{EM} wird durch die Simulation bis zu einer Frequenz $f = 2,4\text{MHz}$ wiedergegeben. Bei dieser Frequenz weist die Simulation eine Resonanz auf, die durch das Zusammenspiel der Zuleitungsinduktivität L_{zu} und der Kapazität zwischen Wicklung und Stator C_{ws} entsteht. Im Bereich nach der Resonanz weicht die Simulation von der Messung ab, was aber mit dem Messaufbau erklärt werden kann. Um die Spannungen mit einem EMI-Test-Receiver überhaupt messen zu können, wird ein 40dB-Dämpfungsglied zwischen Test-Receiver und Tastkopf geschaltet. Durch den Einsatz des Dämpfungsglieds und des Tastkopfs reduziert sich die Messdynamik, was bei hohen Frequenzen und niedriger Signalstärke zu einem Verschwinden im Grundrauschpegel führt. Da vor allem der Frequenzbereich $80\text{kHz} \leq f \leq 3\text{MHz}$ von Interesse ist, spielt

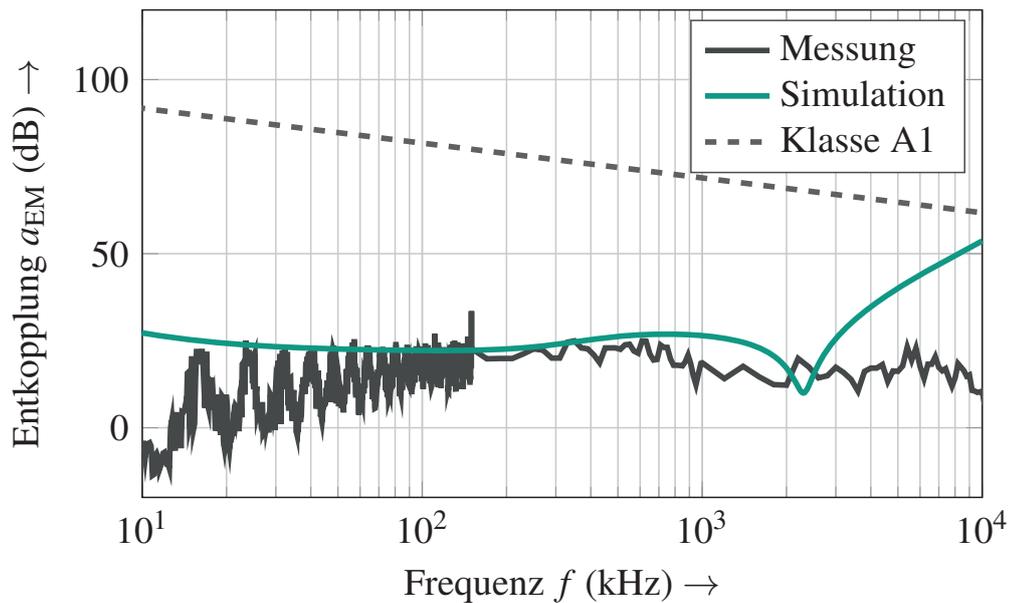


Abbildung 4.3: Validierung der Simulationsmethodik zur Bewertung von EMV-Maßnahmen bei einer Drehzahl von $n = 0,2n_{max}$ und einem Drehmoment $M = 0Nm$

diese Abweichung eine geringe Rolle. Zusätzlich ist zu erkennen, dass die E-Maschine die Klasse A1 im gesamten Frequenzbereich nicht erreicht. Mit dieser Spannung lassen sich deswegen andere Systeme stören, und die EM ist nicht elektromagnetisch verträglich. Aus diesem Grund müssen für eine Einhaltung der Entkopplungskriterien A1-A5 EMV-Maßnahmen in den Antriebsstrang integriert werden. Im weiteren Verlauf werden immer die Klassen A1 und A2 als Maß der Entkopplung gezeigt, da sich mindestens die Klasse A2 in der Praxis bewährt hat.

4.2 Einfluss des Abschlusswiderstands R_t

Im vorherigen Abschnitt ist bereits erwähnt, dass der Widerstand R_t vom 50Ω -System abweicht, da der Widerstand einen großen Einfluss auf das Ergebnis der Simulation besitzt. Hierzu wird wiederum das Ersatzschaltbild der Simulation (Abb. 4.1) zur Betrachtung herangezogen. Der Widerstand R_t liegt parallel zu den Kapazitäten von Rotor-Stator C_{rs} und den Lagern C_b , die von Welle Richtung Erde führen. Ist der Widerstand

$$R_t < \frac{1}{j\omega(C_{b1} + C_{rs} + C_{b2})} \quad (4.5)$$

kleiner als die Impedanz der Parallelschaltung der Kapazitäten, fließt der Strom über diesen Widerstand ab. Somit wird die Welle bei zu geringen Werten des Abschlusswiderstands auf Bezugspotential gelegt. Dies führt zu verfälschten Ergebnissen. Sobald der Widerstand größer als die Impedanz der Parallelschaltung ist, verhält sich das Test-Setup wie die Maschine ohne Messequipment, was das Ziel der Simulationen sein muss.

Abbildung 4.4 zeigt zur weiteren Untersuchung die Auswirkung des Abschlusswiderstands auf die Entkopplungscharakteristik der E-Maschine. Diese betrachtet Widerstände im Bereich

$$50\Omega \leq R_t \leq 10k\Omega. \quad (4.6)$$

Der Widerstand R_t besitzt einen großen Einfluss auf die HV-NV-Entkopplung. Die graue Kennlinie beschreibt das Verhalten für eine Maschine ohne Prüfaufbau. Die Entkopplung ist bei geringen Frequenzen konstant bei 23 dB. Al-

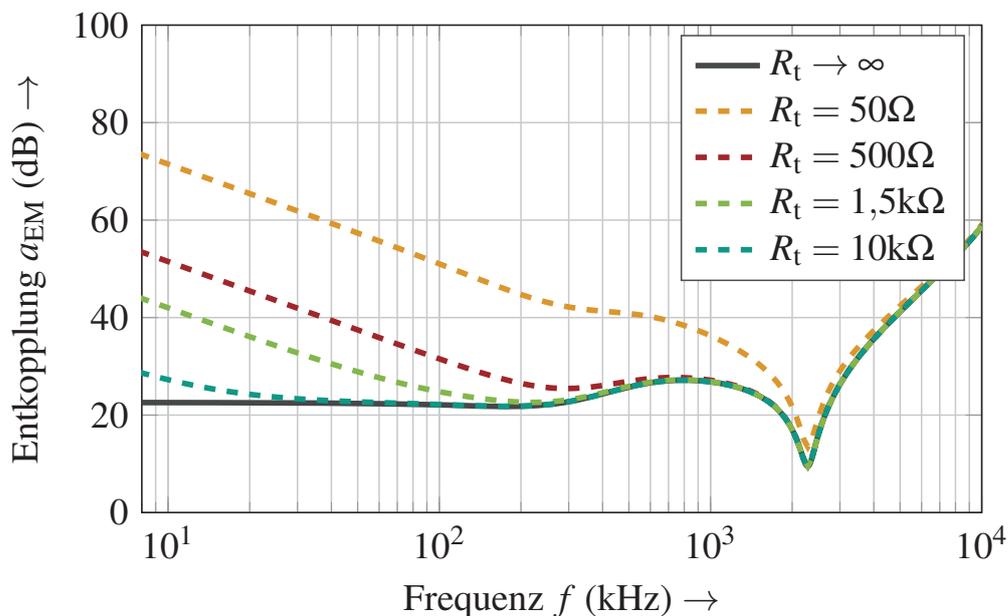


Abbildung 4.4: Einfluss des Abschlusswiderstands auf die Entkopplungscharakteristik der E-Maschine im Frequenzbereich

le anderen Charakteristiken nähern sich mit steigender Frequenz dem Verhalten der Maschine ohne Abschlusswiderstand an, wobei die 50Ω -Kennlinie am stärksten abweicht. Die Entkopplung würde am Anfang des Frequenzbereichs $80\text{kHz} \leq f \leq 2,4\text{MHz}$ um 30dB abweichen. Dies führt zu einer deutlichen Simulationsungenauigkeit. Mit steigender Frequenz nimmt der Einfluss ab, da die Impedanzen der Kondensatoren proportional zu $\frac{1}{f}$ sind (vgl. hierzu Gleichung (3.2)). Ab der Resonanz haben beide Kennlinien anschließend denselben Verlauf. Bei der Untersuchung von EMV-Maßnahmen mit einem zu niedrigen Widerstand R_t treten verfälschte Ergebnisse im unteren Frequenzbereich auf, so dass eine falsche Entscheidung begünstigt wird.

Erst mit einem Widerstand $R_t \geq 1,5\text{k}\Omega$ stimmen die Kennlinien mit der Maschine ohne Test-Setup im interessanten Frequenzbereich $f > 80\text{kHz}$ überein, wobei es am Anfang noch zu einer geringen Abweichung kommt. Deshalb folgt aus dieser Betrachtung die Auswahl des Abschlusswiderstands von $R_t = 10\text{k}\Omega$.

4.3 Modellierung und Simulation der EMV-Maßnahmen

Da die Maschine ohne EMV-Maßnahme, wie in Abbildung 4.3 bereits zu sehen ist, die HV-NV-Entkopplung nicht einhält, untersucht dieser Abschnitt unterschiedlichste Maßnahmen auf ihre Wirkung. Grundsätzlich stehen die drei Optionen Vermeidung, Erdung und Schirmung für eine Reduzierung der Störungen zur Verfügung. Da eine Vermeidung im Antriebssystem bei einem 2-Punkt PWR nicht funktioniert, müssen Maßnahmen an der E-Maschine getroffen werden. Diese Maßnahmen sollen die Spannung auf der Welle soweit reduzieren, dass die Kombination aus Maschine und Lösungsvariante zumindest die Entkopplungsklasse A2 im untersuchten Frequenzbereich einhält. Folgende Lösungsvarianten untersucht dieser Abschnitt:

1. Schleifkontakt
2. Kapazitive Anbindung der Welle zur Masse
3. nanokristalline Ringbandkerne
4. Isolation zwischen Rotor und Welle
5. Rotorabschirmung

Alle Varianten werden zunächst in einem Abschnitt vorgestellt, worauf die Modellierung in Form elektrischer ESBs folgt. Anschließend wird simulativ eine Parameterstudie durchgeführt. Diese Untersuchung zeigt nicht nur die Wirksamkeit der Maßnahme, sondern auch den Wertebereich, in dem sich die Parameter befinden müssen. Des Weiteren berücksichtigt die Modellierung der jeweiligen Lösung die parasitären Strukturen, die das Ergebnis der Entkopplung beeinträchtigen können.

4.3.1 Schleifkontakt

Der Schleifkontakt basiert auf dem Prinzip eines Schleifringübertragers. An der Maschine wird zum Beispiel eine Kohlebürste zur Erdung der Welle angebracht. Diese Variante funktioniert aber nur, wenn der Übergangswiderstand von Welle zu Bürste gering ist. Deswegen kommt eine Gegenlauffläche aus Kupfer oder Messing zum Einsatz. Dies begünstigt auch die Bildung einer sogenannten Patina, die verantwortlich für eine Reduzierung des Verschleißes ist. Aus beiden Gründen muss auf die Materialkombination von Bürste und Laufring geachtet werden, da andernfalls entweder die Maßnahme nicht funktioniert oder der Verschleiß zu hoch ist.

Außerdem müssen zwei weitere Punkte bei der Entwicklung eines solchen Kontakts beachtet werden. Zum einen soll die Anbindung des Schleifkontakts an das Gehäuse niederinduktiv ausgeführt sein und zum anderen dürfen sich keine Flüssigkeiten zwischen Kontakt und Welle befinden. In beiden Fällen würde die Erdung nicht mehr funktionieren. Im ersten Fall führt eine hohe Anschlussinduktivität zum Verlust der Wirkung bei höheren Frequenzen, weil die Impedanz der Induktivität den Erdungspfad sperrt. Im zweiten Fall bildet sich ein kleiner Kondensator zwischen Lauffläche und Schleifkontakt, der eine Erdung der Welle verhindert.

Als Nachteile einer solchen Lösung ist der Verschleiß, die Bildung von thermischen Hotspots [82] und der Einbau in einen hermetisch abgedichteten Bauraum zu erwähnen. Durch das physikalische Prinzip ist der Verschleiß hoch, was darüber hinaus durch Vibrationen im Fahrzeug verstärkt wird. Zusätzlich entstehen auf der Lauffläche thermische Hotspots, die ebenso zum Verschleiß und zur Verringerung der Funktionalität beitragen. Darüber hinaus darf, wie schon erläutert, keine Flüssigkeit an die Bürste gelangen, was einen abgedichteten Bauraum erfordert.

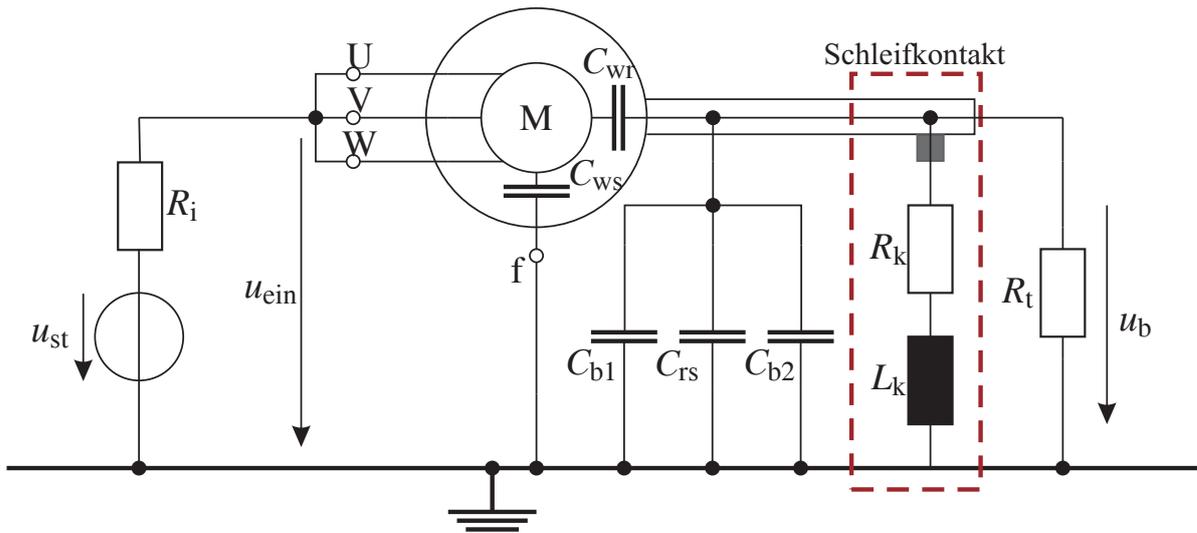


Abbildung 4.5: Gesamtsimulationsmodell zur Parameterstudie eines Schleifkontakts an der Welle mit der E-Maschine

Die Modellierung stützt sich auf die Annahme eines sauberen Kontakts zwischen Bürste und Laufring. Dann kann die Bürste elektrisch als Impedanz

$$Z_k(f) = R_k + j\omega L_k \quad (4.7)$$

mit dem Widerstand R_k , der den Übergangswiderstand von Lauffläche zu Bürste, den Eigenwiderstand der Bürste und den Widerstand der Anschlussleitung zur Masse berücksichtigt, und der parasitären Induktivität der Bürste und der Anschlussleitung L_k beschrieben werden, wie Abbildung 4.5 im Verbund mit dem Gesamtmodell zeigt. Die Parameterstudie des Widerstands und der Induktivität wählt für eine Vernachlässigung der Induktivität $L_k \rightarrow 0\text{H}$ zunächst eine ideale Anbindung von Bürste zu Gehäuse. Der Widerstand variiert zwischen $0,1\ \Omega$ und $10\ \Omega$, um die Auswirkung eines solchen Kontakts zeigen zu können.

Abbildung 4.6 zeigt die Auswirkung der Erdungsbürste mit unterschiedlichen Widerständen auf die Entkopplung der EM und den Vergleich zu den Grenzwerten für die Klassen A1 und A2. Bei genauer Betrachtung des Diagramms ist eine Parallelverschiebung der Kurven zu höheren Entkopplungen mit verbessertem Schleifkontakt zu erkennen, wobei auch gezeigt wird, dass die Klasse A2 lediglich bei einem niederohmigen Kontakt $R_k < 1\ \Omega$ eingehalten werden kann. Mit einem hochohmigen Kontakt wird der kapazitive Spannungsteiler nicht mehr kurzgeschlossen, und die Spannung bleibt vor allem bei hohen Frequenzen erhalten. Des Weiteren ist zu sehen, dass eine Erdung mit einem Widerstand

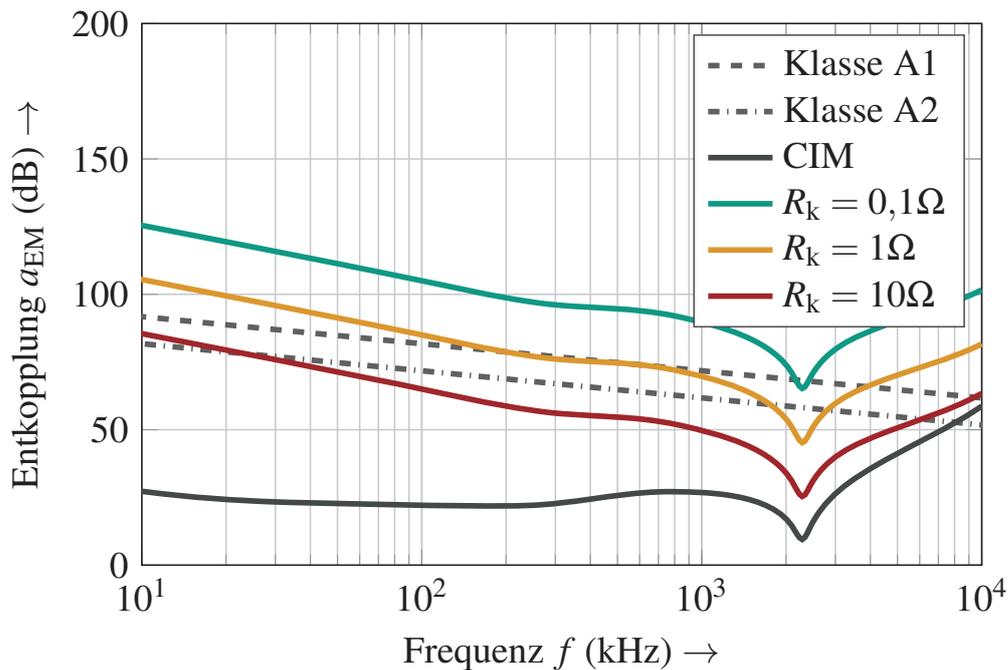


Abbildung 4.6: Untersuchung der Auswirkungen eines idealen Schleifkontakts auf die Entkopplung der Antriebswelle

$R_k < 0,1 \Omega$ sogar die EMV-Klasse mit der höchsten Anforderung einhält. Die einzige Abweichung ist in der Resonanz zu erkennen. Dadurch wird ersichtlich, dass eine solche Erdung mit einem Übergangswiderstand $R_k < 1 \Omega$ für diese E-Maschine eine potentielle EMV-Maßnahme darstellt.

Jedoch wird in der Realität ein Schleifkontakt über eine Anschlussleitung an das Bezugspotential angebunden. Somit muss das Modell für die Anschlussleitung eine parasitäre Induktivität berücksichtigen. Die Impedanz bleibt deshalb nicht mehr konstant über den gesamten Frequenzbereich, sondern nimmt mit steigender Frequenz zu.

Die Untersuchung zur Berücksichtigung der parasitären Anbindungsinduktivität des Schleifkontakts ist in Abbildung 4.7 zu sehen. Die Induktivität der Zuleitung hat einen Einfluss auf die Wirksamkeit der EMV-Maßnahme. Die Induktivität einer Zuleitung in Luft kann mit [24]

$$L_k = \frac{\mu_0}{8\pi} l_L \tag{4.8}$$

berechnet werden. Hierbei steht l_L für die Länge des Leiters. Bei einer sehr kurzen Anbindung und damit verbundenen geringen Induktivität ist die Kennlinie

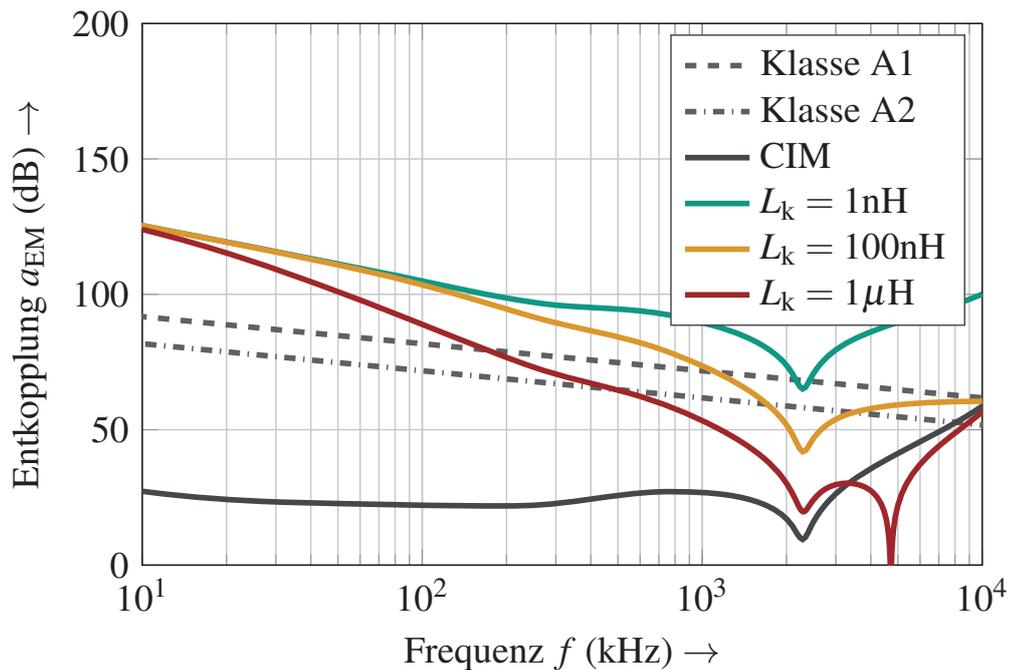


Abbildung 4.7: Untersuchung der Auswirkungen eines realen Schleifkontakts mit Berücksichtigung der parasitären Induktivität bei einem konstanten Widerstand $R_k = 0,1\Omega$ auf die Entkopplung der Antriebswelle

noch nicht direkt beeinflusst (grüne Kurve), wohingegen ein langer Leiter einen deutlichen Einfluss auf die Entkopplungscharakteristik besitzt (rote Kennlinie). Aus diesem Grund hält ein bei idealer Betrachtung geeigneter Schleifkontakt im untersuchten Frequenzbereich die Klasse A1 nicht mehr ein. Die Kennlinie fällt unter die Grenzkennlinie und kann sie bei größeren Frequenzen auch nicht mehr erreichen. Die Resonanzfrequenz bei $f_{res} = 2,33\text{MHz}$ wird aber nicht verändert. Diese Resonanz stammt von dem Zusammenspiel der Zuleitungsinduktivität L_{zu} und der Wicklungs-Stator-Kapazität C_{ws} und berechnet sich wie folgt:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{1}{2}L_{zu}C_{ws}}} \quad (4.9)$$

Der Faktor $\frac{1}{2}$ unter der Wurzel stammt daher, dass nach dem Ersatzschaltbild (vgl. hierzu Abb. 3.3) bei sehr großen Frequenzen nur die halbe Kapazität, nämlich C_{g2} , eine Rolle spielt.

Für eine verlässliche EMV-Maßnahme muss ein Schleifkontakt mit geringem Übergangswiderstand und niederinduktiver Anbindung ans Gehäuse zum Einsatz kommen. Messungen haben gezeigt, dass eine typische Kohlebürste einen Widerstand von $R_k \approx 2\ \Omega$ und eine Induktivität von $L_k \approx 5\ \text{nH}$ besitzt. Dies kann entweder mit anderen Materialkombinationen oder mit der Parallelschaltung von mehreren Bürsten verringert werden.

4.3.2 Kapazitive Erdung

Eine weitere Maßnahme zur Verbesserung der Entkopplung a_{EM} stellt die kapazitive Erdung der Welle dar. Das Prinzip basiert darauf, dass sich ein Kondensator im hohen Frequenzbereich wie ein Kurzschluss verhält. Mit dem zusätzlichen Kondensator wird zunächst die Parallelschaltung der anderen Kapazitäten erweitert. Die Gesamtkapazität wird erhöht und das Lagerspannungsverhältnis

$$\text{BVR}_{CE} = \frac{u_b}{u_{cm}} = \frac{C_{wr}}{C_{b1} + C_{rs} + C_{b2} + C_{wr} + C_e} \quad (4.10)$$

dadurch reduziert, da der Nenner mit der Kapazität C_e der Erdung erweitert ist. Zusätzlich folgt daraus, dass ein weiterer Kondensator möglichst groß dimensioniert werden sollte. So eine Kapazität wird entweder über ein Lager, zum Beispiel ein Gleitlager [E1], oder über einen rotierenden Scheibenkondensator wie in [83] vorgestellt, realisiert. Die Schaltung hierzu präsentiert Abbildung 4.8.

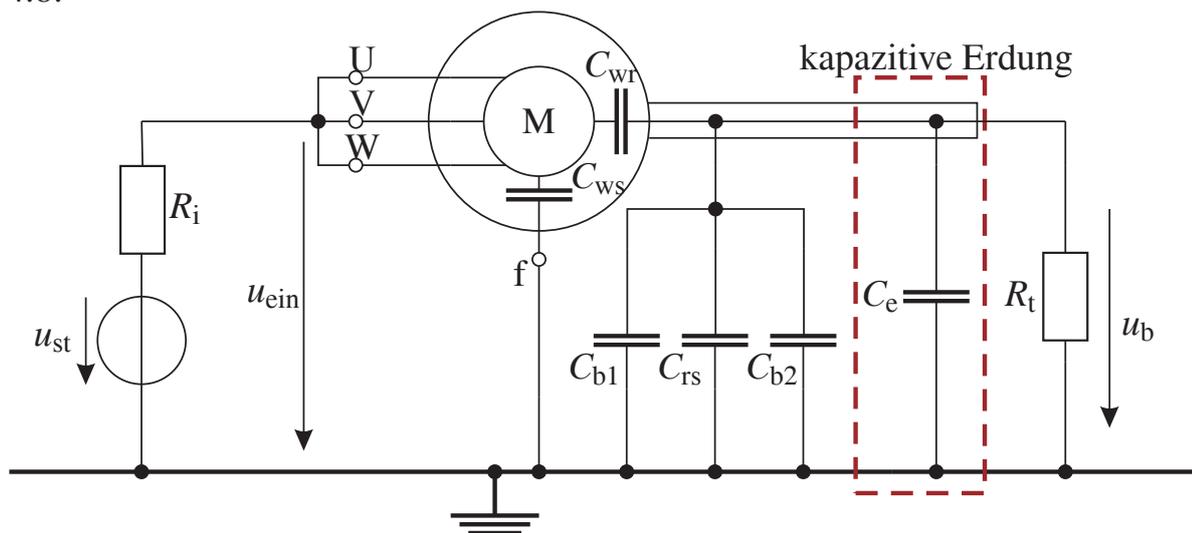


Abbildung 4.8: Gesamtsimulationsmodell zur Parameterstudie einer kapazitiven Erdung an der Welle

Mit der neuen Kapazität entsteht ein zusätzlicher Pfad zum Ableiten der Störungen von der Welle. Der Vorteil gegenüber einem Schleifkontakt besteht vor allem in der kontaktlosen Übertragung der Energie. Daraus folgt eine verschleißarme Anordnung zur Erdung einer rotierenden Welle. Außerdem sind Öle und Schmierungen für den zusätzlichen Kondensator vorteilhaft, da die Kapazität mit der spezifischen Dielektrizitätskonstante steigt.

Die Auswirkung auf die Entkopplung ist in Abbildung 4.9 für mehrere Werte der Kapazität C_e dargestellt. Die Entkopplungscharakteristik wird über den gesamten Frequenzbereich angehoben, was durch Gleichung (4.10) zu erklären ist. Mit der zusätzlichen Kapazität wird nur der Nenner erweitert, was zu einer vergrößerten Entkopplung führt. Der grundsätzliche Verlauf der HV-NV-Charakteristik der E-Maschine bleibt unverändert. Für die Einhaltung der Klasse A2 muss eine Kapazität, die um das Vielfache größer als alle anderen Kapazitäten ist, verwendet werden. Alle anderen Kondensatoren mit $C_e < 100\text{nF}$ haben einen zu geringen Einfluss auf die Entkopplung.

Aus diesen Resultaten folgt die Erkenntnis, dass solch eine Maßnahme mindestens eine Kapazität von $C_e \geq 100\text{nF}$ aufweisen muss. Mit dem nötigen Bauraum kann der Kondensator zum Beispiel mit rotierenden Scheiben aufgebaut werden,

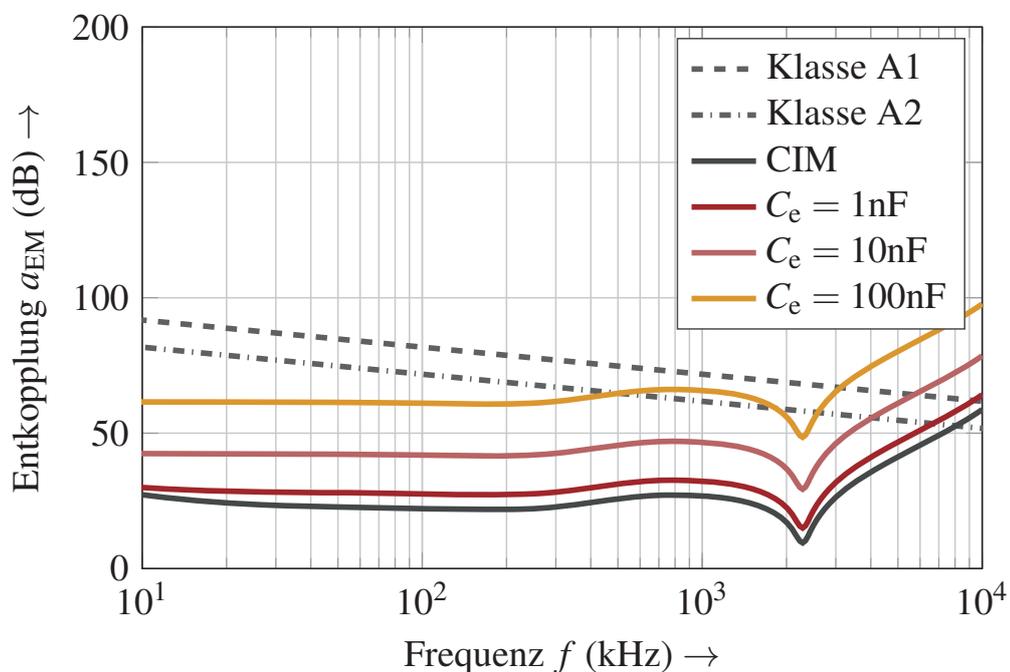


Abbildung 4.9: Untersuchung der Auswirkungen einer kapazitiven Erdung auf die Entkopplung a_{EM}

da dieser mit einer Anordnung aus 2 Rotor- und 3 Statorplatten eine Kapazität von 6 nF nach [83] besitzt, wobei das Dielektrikum aus Luft besteht. Mit einem flüssigem Dielektrikum und mehreren solchen Anordnungen kann die Kapazität erhöht werden. Dennoch ist diese Maßnahme durch die hohen Vibrationen im Fahrzeug und den geringen Bauraum schwer umsetzbar.

4.3.3 Nanokristalline Ringbandkerne

Eine weitere Möglichkeit zur Verbesserung des EMV-Verhaltens sind nanokristalline Ringbandkerne [N11], vor allem wenn kein Platz auf der Antriebswelle zur Verfügung steht. Die Anschlussleitungen werden ohne Schirmung durch diesen Ring geführt. Das Magnetfeld der Betriebsströme der E-Maschine hebt sich durch die Zusatzbedingungen bei der Sternschaltung

$$i_u + i_v + i_w = 0 \quad (4.11)$$

auf. Nur die HF-Ströme in der E-Maschine können ein Magnetfeld über die Hochvoltleitungen aussenden. Genau diese CM-Ströme dämpft der Kern über die Anschlussleitungen. Außerdem hat diese Erhöhung einen Einfluss auf die gesamte HF-Charakteristik der E-Maschine. Bei der Auslegung eines solchen Rings ist auf den maximalen CM-Strom zu achten, da der Kern durch diesen Strom in Sättigung geht und seine Wirkung verliert [N11].

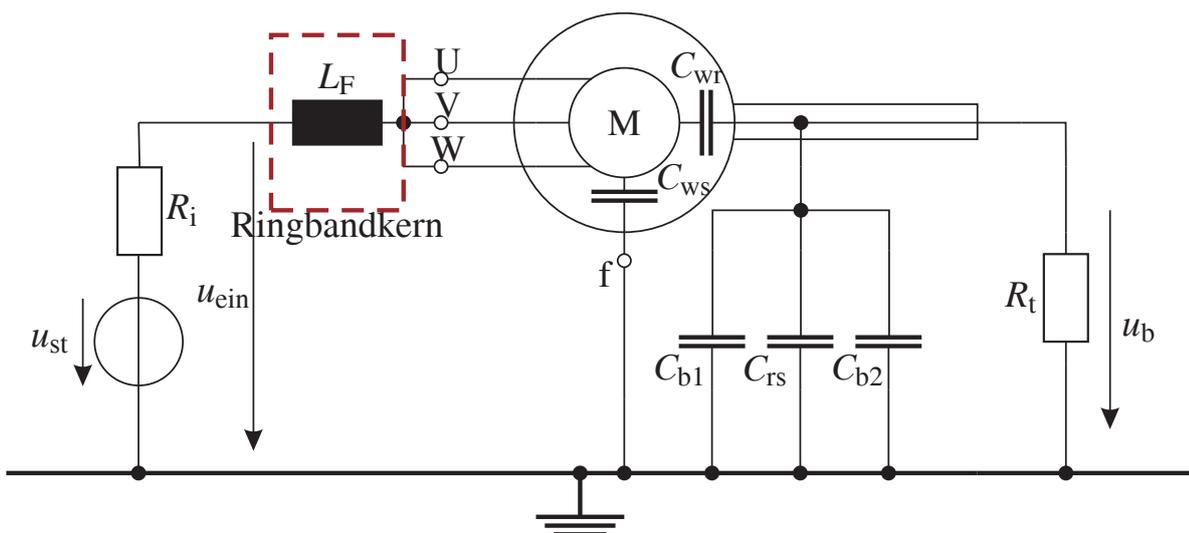


Abbildung 4.10: Gesamtsimulationsmodell zur Parameterstudie eines nanokristallinen Ringbandkerns zur Entkopplung der E-Maschine

Ein Ringbandkern kann auch als Common-Mode-Drossel mit einer Windungszahl $N = 1$ bezeichnet werden. Eine ideale Induktivität kann den Kern als Modell abbilden. In der Realität ergibt sich jedoch ein nichtlineares Verhalten des Ringbands, wobei die Induktivität mit steigender Frequenz abnimmt, da sich die Weiß'schen Bezirke nicht mehr ausrichten können. Die Untersuchung betrachtet zunächst einen idealen Ringbandkern, welchen Abbildung 4.10 eingebettet ins Gesamtsimulationsmodell darstellt.

Für die Modellierung gilt die Annahme, dass die Kopplung der drei Leitungen mit dem Ring einen Kopplungsfaktor $k = 1$ besitzt, was eine Reduzierung der drei Stränge auf einen zur Folge hat. Abbildung 4.11 stellt die Auswirkung eines Ringbandkerns auf die Entkopplung der E-Maschine mit einer Parametervariation $1\mu\text{H} \leq L_F \leq 100\mu\text{H}$ dar.

Der ideale nanokristalline Ringbandkern hat einen deutlichen Einfluss auf die Entkopplung der untersuchten IM. Je größer die Induktivität wird, desto größer ist die Auswirkung, was vor allem den oberen Frequenzbereich betrifft. Als zweiter Effekt ist jedoch eine Verschiebung der Resonanzfrequenz zu niedrigeren Frequenzen zu erkennen. Dies ist mit der Erhöhung der Induktivität in der Gleichung (4.9) $L = L_{zu} + L_F$ erläutert. Dadurch wird die Frequenz reduziert,

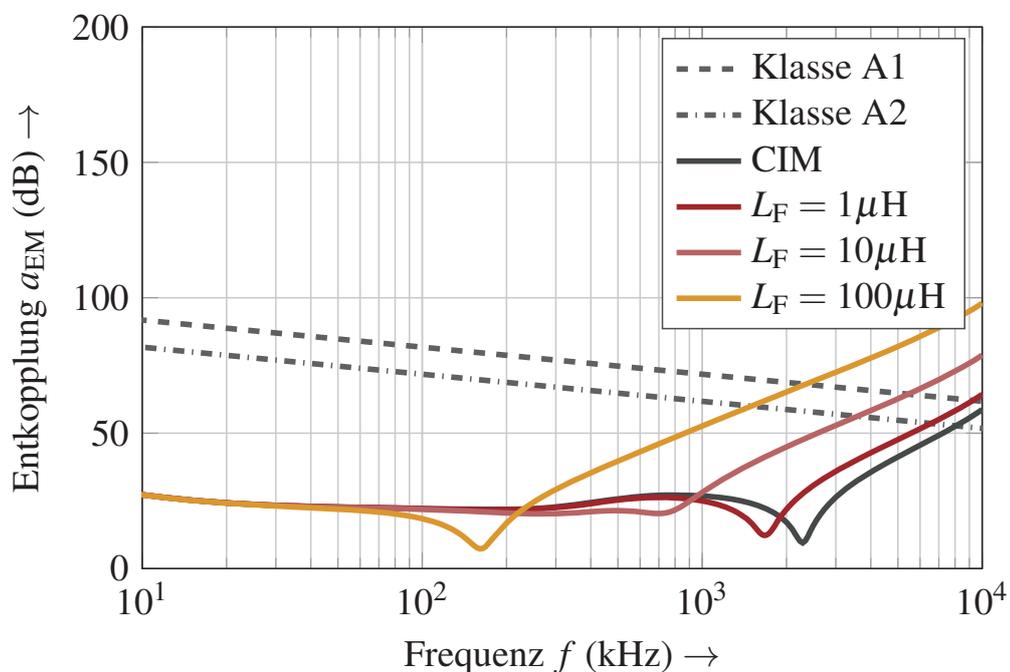


Abbildung 4.11: Untersuchung der Auswirkungen eines idealen Ringbandkerns auf die Entkopplung a_{EM}

was zu ungewollten Störungen in diesem Frequenzbereich führen kann. Da ein idealer Kern die Entkopplung zu stark beeinflusst, wird nun ein reales Bauteil betrachtet. Die Permeabilität [104]

$$\hat{\mu}_F(f) = \mu'_F(f) - j\mu''_F(f) \quad (4.12)$$

des Rings besteht aus einem Realteil, der die Induktivität bildet, und einem Imaginärteil, der für die Stromwärmeverluste des Rings steht [N11]. Beide Anteile der Permeabilität des nanokristallinen Materials ändern sich nichtlinear mit der Frequenz. Für die Beschreibung dieses Verhaltens im Zeit- und im Frequenzbereich nutzt das Modell eine serielle Verschaltung von parallelen RL-Kombinationen (siehe Abbildung 4.12).

Folgende Annahmen und Randbedingungen gelten für die Berechnung der Parameter. Die im Datenblatt [N11] angegebenen Kurven beschreiben das frequenzabhängige Kernverhalten. Die Induktivität $L_F(f)$ wird nach [105]

$$L_F(f) = N^2 \mu'_F(f) \mu_0 \frac{A_{Fe}}{2\pi r_m} \quad (4.13)$$

analytisch berechnet. In dieser Gleichung steht A_{Fe} für die Eisenfläche und r_m für den mittleren Radius des Kerns. Der Widerstand $R_F(f)$ beschreibt die Stromwärmeverluste und lässt sich mit dem Imaginärteil der Permeabilität $\Im\{\hat{\mu}_F(f)\}$ bestimmen. Bei der Berechnung der Widerstandswerte des ESB gilt die Randbedingung

$$\sum_{i=1}^n R_i = \max(|Z_F|), \quad (4.14)$$

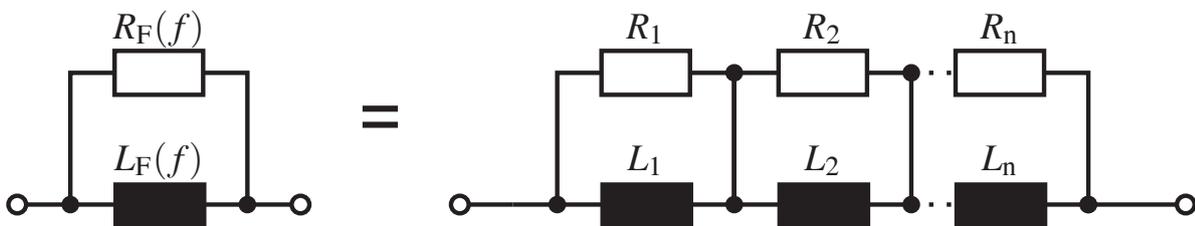


Abbildung 4.12: Modellierung der nichtlinearen Charakteristik eines Ringkerns mit mehreren seriellen RL-Zweigen aus dem Modell von [7]

und für die Induktivitäten des ESB muss der Optimierer die Gleichung

$$\sum_{i=1}^n L_i = \max(L_F(f)) \quad (4.15)$$

beachten. Mit diesen beiden Randbedingungen und der Kennlinie aus den Datenblättern können anschließend die Parameter für das Modell mit einem Optimierungsalgorithmus bestimmt werden.

Abbildung 4.13 zeigt die Auswirkung auf die Entkopplung durch eine reale Modellierung. Dabei werden mehrere Kerne eines Typs in Reihe geschaltet. Bei der Untersuchung wird der Typ V082 aus [N11] mit einem bis fünf Ringbandkernen genauer betrachtet. Alle untersuchten Anordnungen führen zu einer Dämpfung und zu einer Verschiebung der Resonanz. Die Untersuchung zeigt auf, dass ein Kern nur die starke Resonanz dämpft, jedoch die Entkopplung nicht entscheidend fördert. Erst mit fünf Kernen kann die Klasse A1 bei $f \geq 6,5$ MHz erreicht werden. Zusätzlich ist der Unterschied zwischen idealen und realen Kernen zu erkennen. Die Entkopplung wird im Vergleich zu den idealen Induktivitäten wesentlich geringer beeinflusst, aber die Resonanzen werden gedämpft.

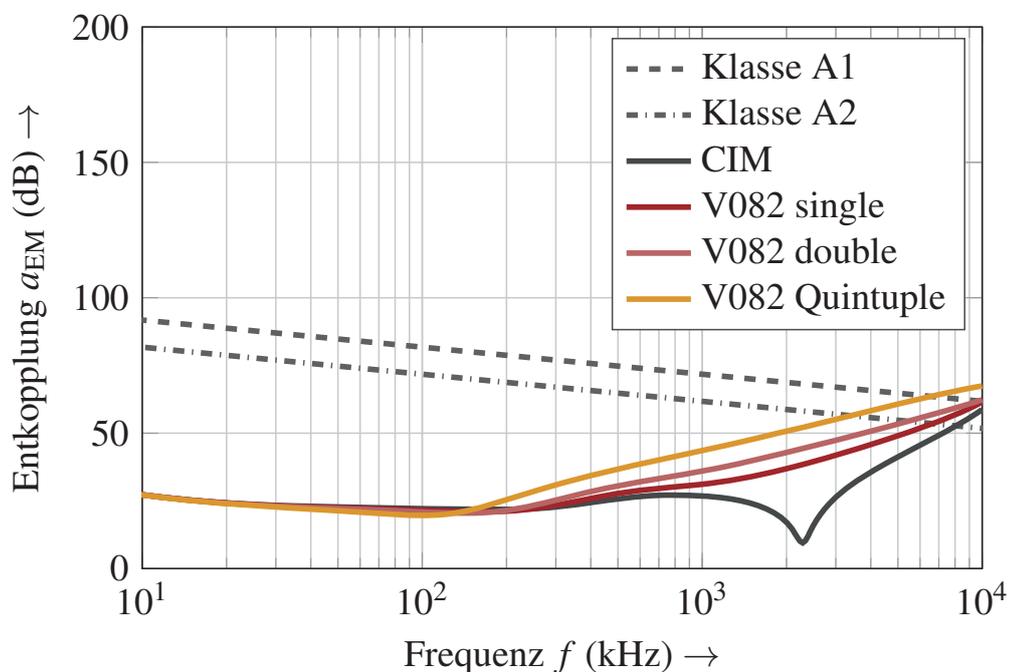


Abbildung 4.13: Untersuchung der Auswirkungen realer Ringbandkerne auf die Entkopplung a_{EM} mit den Daten aus [N11]

Da ein Ringbandkern nur eine geringe Verbesserung der Entkopplung bewirkt, kann diese Entstörmaßnahme alleine nicht verwendet werden. Als Zusatzmaßnahme zur Dämpfung der Resonanz kann dieser trotzdem im elektrischen Antriebssystem sinnvoll eingesetzt werden. Für diese Funktion reicht ein Kern des Typs V082 aus, da auch dieser die Resonanz deutlich dämpft.

4.3.4 Rotorisolation

Eine weitere Möglichkeit zur Reduzierung der Lagerspannung ist die Unterbrechung des Koppelpfads durch isolierende Materialien. Hierzu kann zum Beispiel ein Lack auf die Welle aufgebracht oder ein zusätzlicher Rotorträger aus einem nicht leitfähigem Werkstoff wie zum Beispiel Keramik eingesetzt werden, was Abbildung 4.14 in einer Prinzipskizze zeigt. Diese Maßnahme entkoppelt elektrisch die Welle vom Rotor. Somit muss das parasitäre Ersatzschaltbild der elektrischen Maschine, wie Abbildung 4.15 darstellt, eine zusätzliche Kapazität berücksichtigen (siehe hierzu im Vergleich Abbildung 3.13). Das Lagerspannungsverhältnis ist mit dieser Anordnung neu zu bestimmen, da die parasitäre Struktur eine Veränderung vollzogen hat. Den unteren Teil des kapazitiven Spannungsteilers bestimmt die Gleichung

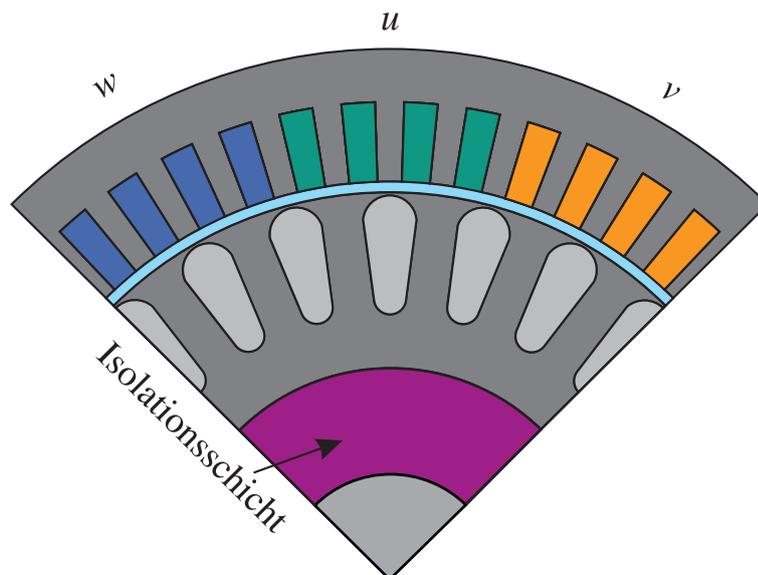


Abbildung 4.14: Prinzipdarstellung einer Isolation des Rotors gegenüber der Welle

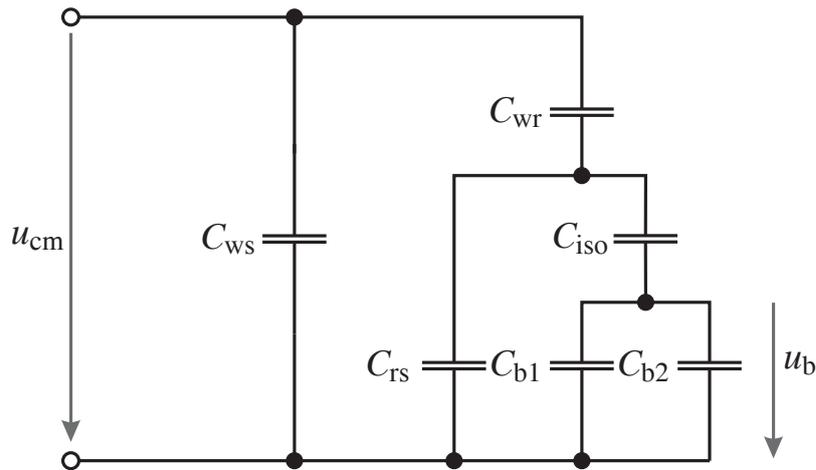


Abbildung 4.15: Ersatzschaltbild der parasitären Struktur der EM mit Rotorisolation – Vergleiche hierzu Abbildung 3.13

$$C_r = C_{rs} + \frac{C_{b,ges} C_{iso}}{C_{iso} + C_{b,ges}} \quad (4.16)$$

mit der Ersatzkapazität für die Lager

$$C_{b,ges} = C_{b1} + C_{b2} \quad (4.17)$$

und der Rotor-Stator-Kapazität C_{rs} . Damit wird anschließend das BVR berechnet, welches ein Indiz für die Entkopplung der Welle ist. Das Lagerspannungsverhältnis

$$\text{BVR}_{iso} = \frac{u_b}{u_{cm}} = \frac{C_{iso}}{(C_{iso} + C_{b,ges})} \frac{C_{wr}}{(C_{wr} + C_r)} \quad (4.18)$$

reduziert die Serienimpedanz der beiden Spannungsteiler, da beide Terme aus Gleichung (4.18) kleiner als Eins sind.

Der Vorteil einer solchen Lösung stellt die Reduzierung der nieder- und der hochfrequenten Anteile in der Lagerspannung u_b dar. Dadurch reduzieren sich die typische Treppenfunktion und die quasi-stationären Anteile, die zu EDM-Lagerströmen führen. Bei der Umsetzung muss jedoch darauf geachtet werden, dass diese Isolation bei der mechanischen Fügung von Rotor und Welle nicht zerstört wird, da dies sonst wieder zu einem direkten elektrischen Kontakt führt. Außerdem müssen die maximal möglichen Schichtdicken beachtet werden. Dies-

bezüglich ist eine Umsetzung bei einem Außenläufer, wie es das Patent [N12] beschreibt, einfacher als bei einem Innenläufer, da die Isolationsdicke durch die Läuferglocke variiert werden kann und mehr Bauraum zur Verfügung steht. Die Kapazität der Isolation

$$C_{\text{iso}} = 2\pi\epsilon_r\epsilon_0 \frac{l_{\text{iso}}}{\ln \frac{r_a}{r_i}} \quad (4.19)$$

wird mit der Länge l_{iso} , der spezifischen Permittivität ϵ_r und den Radien für die Innenseite r_i sowie die Außenseite r_a kalkuliert [105].

Die Simulation hat die neue parasitäre Struktur in das EM-Modell aus Abbildung 4.1 integriert. Die Kapazität wird in dem Wertebereich $1\text{pF} \leq C_{\text{iso}} \leq 100\text{pF}$ variiert. Abbildung 4.16 zeigt die Auswirkung dieser Isolationschicht auf die Entkopplung bei verschiedenen Isolationsdicken. Die Entkopplungscharakteristik verschiebt sich parallel zu größeren Werten, wie auch schon in Kapitel 4.3.2 zu sehen war, da diese Isolation wie die kapazitive Erdung nur das BVR beeinflusst. Im Gegensatz zur Erdung wird diesmal eine geringere Kapazität für größere Entkopplungen benötigt. Daher ist auch eine Umsetzung bei einem Au-

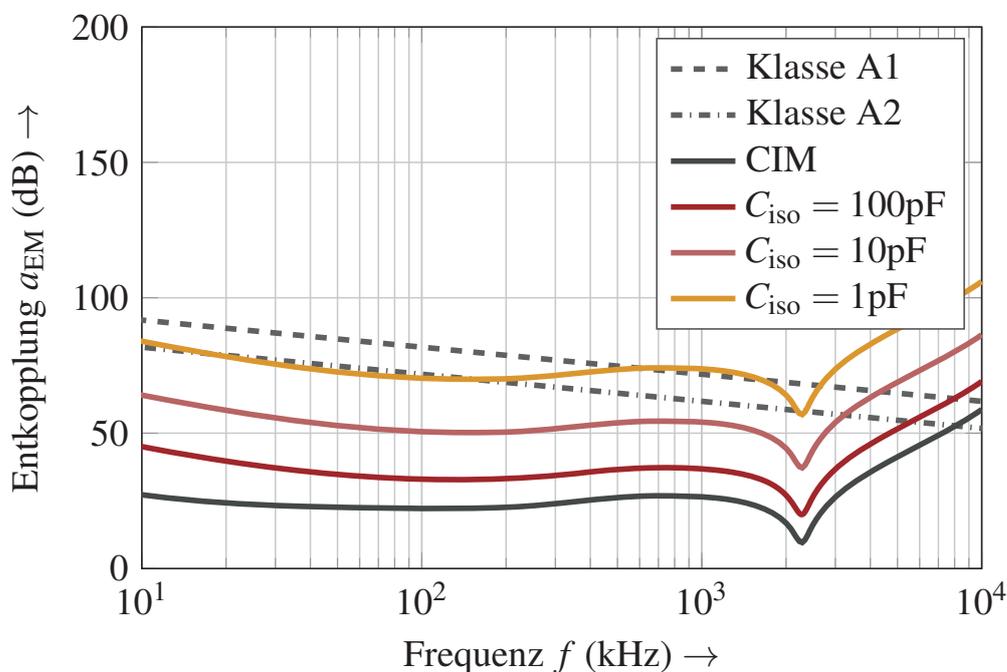


Abbildung 4.16: Untersuchung der Auswirkung einer Rotorisolation gegenüber der Welle auf die Entkopplung a_{EM} der untersuchten IM

ßenläufer praktikabler, da die Läuferglocke mehr Bauraum zur Verwirklichung bietet. Die Klasse A1 kann mit einer Isolation von $C_{\text{iso}} = 1 \text{ pF}$ erreicht werden, wobei die Resonanz wiederum die Kennlinie punktuell verschlechtert.

Die Rotorisolation ist eine weitere Möglichkeit, die über den gesamten betrachteten Frequenzbereich eine Verbesserung in der Leistungsdämpfung der E-Maschine bringt. Für eine Umsetzung in einer elektrischen Maschine ist radialer Bauraum notwendig. Daher ist diese Lösung nur für einen Außenläufer sinnvoll.

4.3.5 Rotorabschirmung

Als letzte Maßnahme zur Verbesserung der Entkopplung betrachtet dieses Kapitel die Rotorabschirmung. Da die Wicklung gegenüber dem Blechpaket isoliert ist, bildet diese ein parasitäres elektrisches Feld aus. Das Feld tritt durch die Nutöffnung und erreicht somit den Rotor. Dadurch baut sich bei drehendem Betrieb eine Spannung am Rotor auf. Die Abschirmung soll den Rotor vor dem parasitären elektrischen Feld schützen. Abbildung 4.17 präsentiert eine solche Lösung in einer prinzipiellen Darstellung. Die Konstruktion kann die Rotorabschirmung entweder in den Luftspalt integrieren [84], direkt auf die Wicklung mit einem Lack sprühen [84] oder in die Nut einbetten [84, 87, 88]. Da bei den hocheffizienten Maschinen der Luftspalt durch die Leistungsoptimierung besonders klein ausfällt, fällt der Luftspalt als Bauraum aus. Daher befasst sich dieser Abschnitt nur mit einem in die Nut eingebetteten Schirm. Das Ersatzschaltbild dieser Anordnung ist in Abbildung 4.18 zu sehen. Aus elektrischer Sicht führt die Schir-

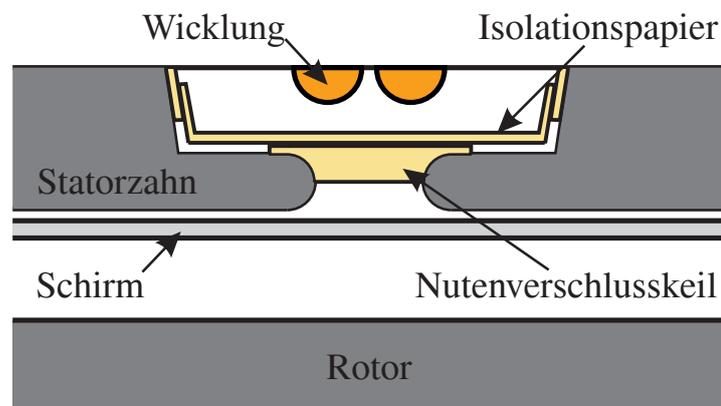


Abbildung 4.17: Prinzipdarstellung der Rotorabschirmung mit der Variante eines Schirms im Luftspalt

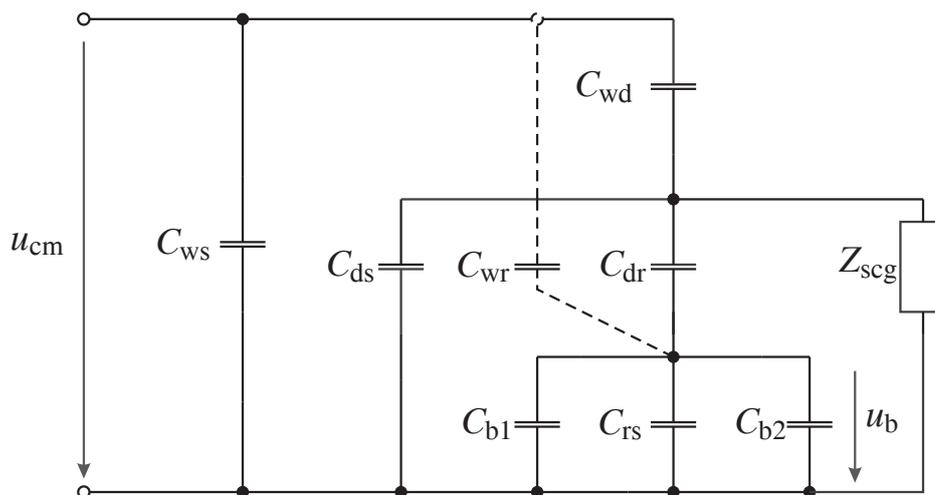


Abbildung 4.18: Ersatzschaltbild der parasitären HF-Struktur der EM mit Rotor-schirmung – Vergleiche hierzu Abbildung 3.13

mung wiederum zu einer kapazitiven Serienschaltung, wobei im Gegensatz zu den vorherigen Lösungen der Schirm geerdet werden kann. Die Wicklung besitzt bei einem idealen Schirm keinen direkten Pfad mehr zur Welle; daher kann die Kapazität C_{wr} vernachlässigt werden. Bei einer realen Abschirmung wird es dennoch zu einer geringen direkten Überkopplung kommen. Daher ist diese Kapazität weiterhin im ESB mit einer gestrichelten Linie eingezeichnet. Die Kapazität C_{wd} beschreibt die Kopplung von der Wicklung auf den Schirm, der über die Impedanz Z_{scg} auf das Bezugspotential gelegt wird. Der Schirm hat parasitäre Kopplungen zum Rotor (C_{dr}) und zurück zum Stator (C_{ds}). Außerdem bleibt die parasitäre HF-Struktur des Rotors (C_{rs} , C_{b1} , C_{b2}) vorhanden.

Entscheidend für die Entkopplung a_{EM} der Antriebswelle ist die Anschlussimpedanz des Schirms, die real aus einem Widerstand und einer Induktivität besteht. Wird der Anschluss richtig ausgelegt, so geht die Anschlussleitungsimpedanz $Z_{cd} \rightarrow 0$ gegen Null. Dies führt zu einem Kurzschluss der gesamten parasitären Struktur des Rotors und zu einer Reduzierung der Lagerspannung auf Null. Bei falscher Auslegung beziehungsweise fehlender Erdung des Schirms ist die Impedanz $Z_{cd} \rightarrow \infty$ zu vernachlässigen, und die parasitäre kapazitive Struktur kann analytisch ausgewertet werden. Mit einer Ersatzkapazität

$$C_{ro} = C_{b1} + C_{rs} + C_{b2} \quad (4.20)$$

für den Pfad des Rotors zurück zum Bezugspotential kalkuliert die Gleichung

$$\text{BVR}_{\text{sch}} = \frac{u_b}{u_{\text{cm}}} = \frac{C_{\text{wd}}}{C_{\text{ro}} + (C_{\text{ds}} + C_{\text{wd}}) \left(1 + \frac{C_{\text{ro}}}{C_{\text{dr}}}\right)} \quad (4.21)$$

das neue Lagerspannungsverhältnis oder Bearing Voltage Ratio BVR_{sch} . Da die Kapazität C_{dr} um ein Vielfaches geringer ist als die Ersatzkapazität C_{ro} , ist das Lagerspannungsverhältnis BVR_{sch} geringer als bei einer konventionellen Maschine. Tabelle 4.1 zeigt den Vergleich zwischen den BVRs. Für diesen Vergleich werden die Parameter, wie in Kapitel 3 erläutert, identifiziert. Die Rotorisolation mit einer Kapazität $C_{\text{iso}} = 150 \text{ pF}$ verbessert bereits das Lagerspannungsverhältnis im Vergleich zur konventionellen Maschine. Darüber hinaus verringert die Rotorabschirmung das BVR nochmals auf 2,0 % der CM-Spannung. Somit ist das BVR im Vergleich zur konventionellen E-Maschine um das 4-fache geringer. Dies hat eine Verbesserung der Entkopplung um 12 dB zur Folge, was aber nicht zur vollständigen Entkopplung nach [N4] reichen wird. Daher muss die Schirmung geerdet werden, um eine noch bessere Leistungsdämpfung zu erhalten.

Das Ergebnis der Untersuchung dieser Maßnahme stellt Abbildung 4.19 dar. Für die Untersuchung ermittelt erneut eine FEM-Kalkulation die Kapazitäten des ESB. Außerdem wird die parasitäre Struktur in das EM-Modell aus Abbildung 4.1 integriert. Als Parameterstudie wird die Impedanz Z_{scg} variiert. Die Rotorabschirmung hat eine Verbesserung der Stördämpfung einer E-Maschine zur Folge. Falls die Schirmung nicht an Erde angebunden wird, ist die Auswirkung, wie analytisch bereits berechnet, zu gering, um eine der EMV-Klassen einzuhalten. Mit Verringerung der Impedanz wird die Entkopplung deutlich verbessert. Bereits bei einem Widerstand $R = 1 \Omega$ kann diese Lösung die Klasse A1 für niedrige Frequenzen ($f < 100 f_c$) einhalten. Sobald jedoch eine Indukti-

Tabelle 4.1: Vergleich des BVR der konventionellen Maschine, der Maschine mit Rotorisolation ($C_{\text{iso}} = 150 \text{ pF}$) sowie der Maschine mit Rotorabschirmung eingebettet in die Nut ohne Erdung

Maschinentyp	konv. Maschine	Rotorisolation	Rotorabschirmung
BVR	8,45%	3,24%	2,00%

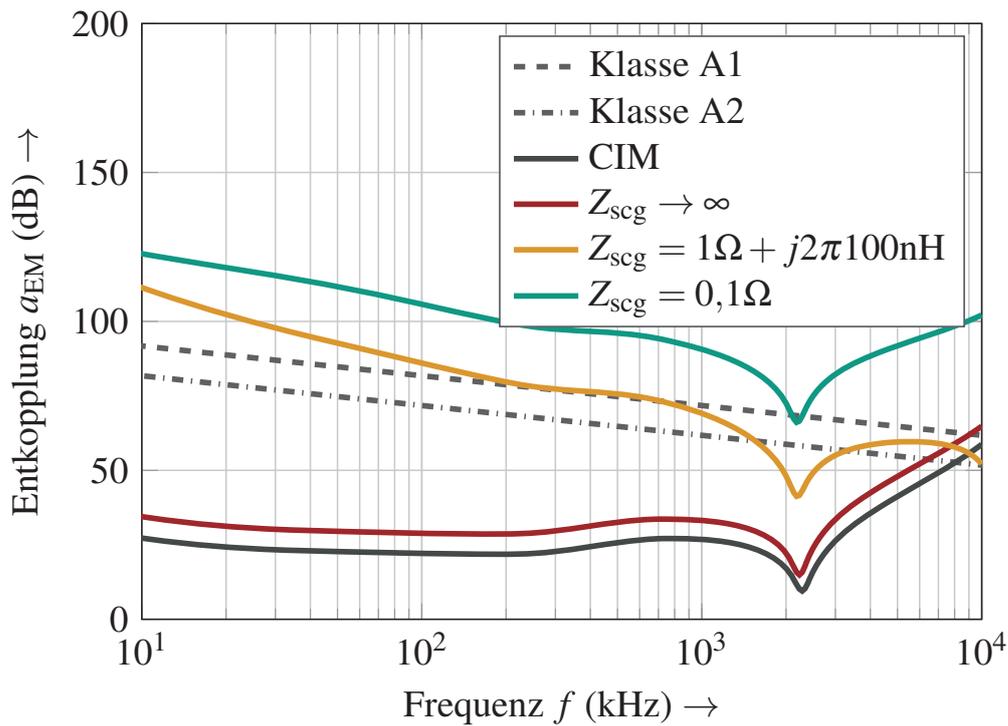


Abbildung 4.19: Untersuchung der Auswirkung einer Rotorabschirmung auf die Entkopplung a_{EM}

vität hinzukommt, wird das Verhalten bei größeren Frequenzen noch einmal verschlechtert, und die Klasse A1 ist nicht mehr realisierbar. Mit einer Impedanz $Z_{scg} < 100 \text{ m}\Omega$ erreicht das Ergebnis der Simulation sogar die Klasse A1 für die Resonanzfrequenz. Zusätzlich zur verbesserten Entkopplung verschiebt sich die Resonanzfrequenz f_{res} zu geringeren Frequenzen. Da die Kapazität von Wicklung zu Nutverschlusskeil deutlich größer ist als die Wicklungs-Rotor-Kapazität, muss die Berechnung der Resonanzfrequenz den Pfad über C_{wd} und C_{ds} aus dem ESB einbeziehen. Aus diesem Grund kann die Resonanzfrequenz

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{zu} \left(C_{ws} + \frac{C_{ds}C_{wd}}{C_{ds} + C_{wd}} \right)}} \quad (4.22)$$

mit der Serienschaltung der Kapazitäten berechnet werden. Da C_{dr} um den Faktor 10 geringer als C_{ds} ist, vernachlässigt die Kalkulation diesen zusätzlichen Pfad.

Bei der Umsetzung dieser Maßnahme muss auf eine niederimpedante Ausführung der Schirmanbindung geachtet werden. Dabei ist vor allem der Einfluss des Widerstands und nicht der parasitären Induktivität zu erkennen, da diese erst bei höheren Frequenzen zum Tragen kommt. Deswegen verhält sich die Leistungsdämpfung ähnlich zur Entkopplung bei einem idealen Schleifkontakt (vgl. hierzu Abb. 4.6).

4.4 Bewertung der Ergebnisse

In den vorherigen Abschnitten wurden fünf Entstörkonzepte auf ihre Wirksamkeit im interessanten Frequenzbereich untersucht. Da aber nicht nur die reine Wirksamkeit der Maßnahmen, sondern auch weitere Faktoren eine Rolle spielen, führt eine vereinfachte Bewertungsmatrix nach DIN VDI 2225 [N13] im Folgenden zu einer Beurteilung (siehe Tabelle 4.2).

Diese Matrix erleichtert eine Entscheidung unter Berücksichtigung weiterer Kriterien, wie zum Beispiel benötigter Bauraum oder Kosten. Die einzelnen Bewertungskriterien sind in fünf Stufen (++,+,0,-,--) eingeteilt. Bei der detaillierten Betrachtung der Matrix ist zu erkennen, dass nur zwei Lösungen, der Schleifkontakt und die Rotorabschirmung, die beste Bewertung für die EMV-Wirksamkeit erhalten haben. Deswegen scheiden auch alle weiteren Lösungen als mögliche Maßnahme aus und werden im Folgenden nicht mehr weiter betrachtet. Die Rotorabschirmung benötigt im Vergleich zum Schleifkontakt keinen weiteren Bauraum, da sie in die Nut integriert wird. Daher wird dies auch

Tabelle 4.2: Bewertungsmatrix der untersuchten EMV-Maßnahmen nach DIN VDI 2225 [N13]

Maßnahme	EMV-Wirksamkeit	Bauraum	Umwelt	Kosten
Schleifkontakt	++	-	--	+
kapazitive Erdung	0	--	+	+
Ringbandkern	-	0	++	++
Rotorisolation	+	-	+	--
Rotorabschirmung	++	++	+	--

mit der besten Bewertung beurteilt, wohingegen der Schleifkontakt negativ bewertet wird, da dieser nicht nur einen Bauraum benötigt, sondern hermetisch gegenüber Schmutz und Flüssigkeiten abgedichtet werden muss. Dies führt zu zusätzlichen Wellendichtringen und Sicherungsringen. Des Weiteren ist eine Gegenlauffläche zur Reduzierung des Übergangswiderstands notwendig. Diese zusätzlichen Maßnahmen für den Schutz des Schleifkontakts und anderer Bauteile führt zur schlechtesten Bewertung im Kriterium Umwelt. Die Rotorabschirmung ist deutlich teurer einzuschätzen, da hiermit erheblicher Entwicklungsaufwand verbunden ist. Kohlebürsten oder andere Schleifkontakte gibt es bereits auf dem Markt, und nur die Anbindung der Bürste an die Welle muss entwickelt werden; daher halten sich die Kosten in Grenzen. Trotz der hohen Kosten stellt die Rotorabschirmung die beste Lösung nach Tabelle 4.2 dar.

Diese Bewertung ist jedoch nur für diese elektrische Maschine gültig. Bei anderen Konfigurationen, wie zum Beispiel einer anderen Maschine beziehungsweise einer Maschine integriert in eine Getriebeglocke, kann schon eine kapazitive Erdung zum Erreichen der EMV-Anforderungen ausreichen.

Mit der Entscheidung für die Rotorabschirmung wird diese im folgenden Kapitel für den Einsatz in einer elektrischen Maschine ausgelegt und auf Wirksamkeit überprüft. Die Analyse erfolgt mit FEM-Simulationen, was zu einem iterativen Prozess führt, in dem die Ergebnisse der jeweiligen Untersuchung wieder in das Layout des Schirms einfließen.

5

Auslegung der Rotorabschirmung

Wie im vorherigen Kapitel gezeigt, stellt die Rotorabschirmung die zielführendste Lösung für die Reduzierung der Lagerspannung dar. Dieses Kapitel beschreibt die Auslegung dieser EMV-Maßnahme für den Einsatz in der untersuchten Maschine. Weitere FEM-Simulationen für die Analyse der Auswirkung eines solchen Zusatzbauteils auf die E-Maschine unterstützt die Auslegung der EMV-Maßnahme.

Abschnitt 5.1 erläutert hierfür die Berechnungsmethodik zur Identifikation von Wirkungsgradkennfeldern. Diese Methodik basiert auf analytischen Gleichungen und numerischen Simulationen. Kapitel 5.2 geht anschließend auf die Untersuchung des Designs der Schirmungsmaßnahme mit dem Berechnungswerkzeug ein. Dabei beginnt die Analyse mit einem beidseitig kurzgeschlossenen Schirm, der ideal aus Sicht der EMV ist. Nach der Berechnung fließen die gewonnenen Ergebnisse wieder in das Layout der Rotorabschirmung ein, was in einem iterativen Prozess zu einer finalen Dimensionierung führt. Zusätzlich zur Rückführung werden die Ergebnisse mit den Resultaten für eine konventionelle Maschine (CIM) verglichen. Abschnitt 5.3 beschreibt die Wirksamkeit des resultierenden Designs auf die parasitären elektrischen Felder. Zum einen identifizieren numerische Simulationen das parasitäre elektrische Feld, da im Nahfeld elektrische und magnetische Felder unabhängig voneinander auftreten. Zum anderen

werden analytische Vorschriften für die Analyse der Schirmung bei elektromagnetischen Wellen herangezogen. Abschnitt 5.4 dieses Kapitels geht explizit auf die reale Umsetzung ein. Die gewonnenen Erkenntnisse aus den vorherigen Untersuchungen werden in einem Prototypen umgesetzt. Dennoch weicht die Schirmung für eine einfachere Montage von der finalen theoretischen Lösung ab.

5.1 Kennfeldberechnungsmethodik

Da die Rotorabschirmung aus einem leitfähigem Material besteht, kommt es zu Zusatzverlusten in der IM, die einen Einfluss auf die maximale Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie und den Wirkungsgrad besitzen können. Zur Identifizierung der Auswirkungen auf die elektrische Maschine wird ein Berechnungswerkzeug in FEM zur Bestimmung der Verluste und des Wirkungsgrads für das gesamte Kennfeld entwickelt. Den Algorithmus dieses Werkzeugs zeigt Abbildung 5.1. Dieser gliedert sich in drei Schritte.

5.1.1 Bestimmung der Flussverkettung Ψ_s

In der ersten Berechnung werden die Flussverkettung Ψ_s und die Eisenverluste der CIM [96] in Abhängigkeit vom Phasenstrom i_{uvw} und von der Rotorfrequenz f_{ro} bei einer Arbeitsfrequenz f_a nach [106] identifiziert. Obwohl der Rotor in dieser Simulationsumgebung still steht, wird ein äquivalenter Lastzustand generiert. Diesbezüglich konvertiert eine mathematische Transformation die Leitfähigkeit der Rotorstäbe

$$\sigma'_{ro} = s\sigma_{ro} \quad (5.1)$$

mit dem Schlupf s auf die Statorseite. Somit kann die Berechnung des Vektorpotentials im Rotor [106]

$$j\omega_{ro}\sigma_{ro}\underline{A} = j(s\omega_s)\sigma_{ro}\underline{A} = j\omega_s\sigma'_{ro}\underline{A} \quad (5.2)$$

mit der Statorkreisfrequenz ω_s und der Gleichung $\omega_{ro} = s\omega_s$ erfolgen. Diese Umformung erzeugt einen äquivalenten Lastfall für den Stillstand, der die Parameter in Abhängigkeit von der Rotorfrequenz f_{ro} bestimmt.

5.1.2 Ermittlung der wirkungsgradoptimierten Arbeitspunkte

Mit den identifizierten Parametern steuert der zweite Berechnungsschritt einen Optimierungsalgorithmus zur Lösungsfindung an. Dieser kalkuliert die Betrieb-

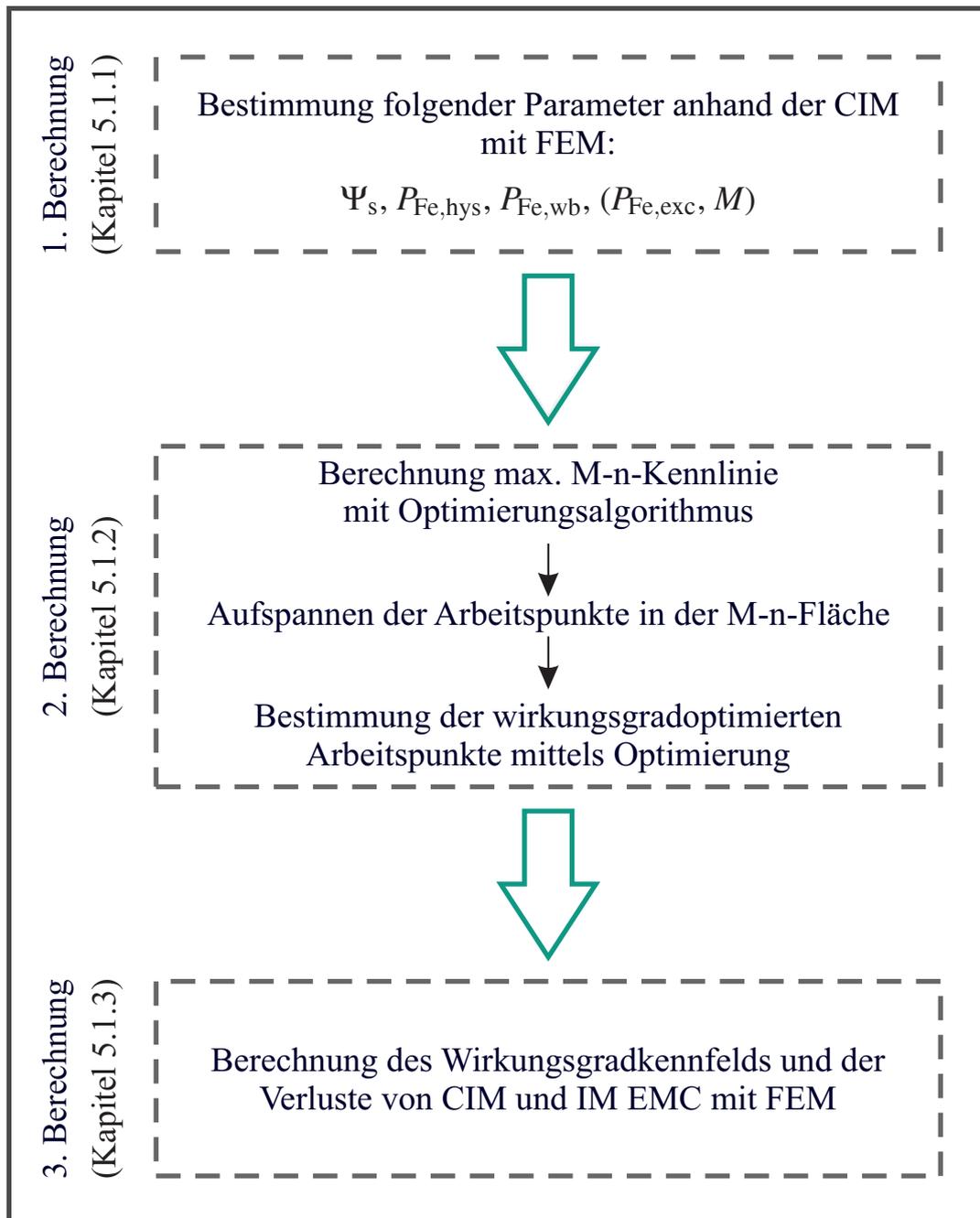


Abbildung 5.1: Ablaufdiagramm des Algorithmus zur Bestimmung des Wirkungsgrads und der Verluste

spunkte der IM in drei Schritten wirkungsgradoptimal [106]. Im ersten Schritt wird mit der Gleichung für das Drehmoment (vgl. hierzu [106])

$$M = -\frac{3}{2} p \hat{i}_s \Im \{ \underline{\Psi}_s \} + \Delta M_{\text{FEM}} \quad (5.3)$$

und dem maximalen zu Verfügung stehenden Strom das größte Drehmoment für alle Drehzahlen berechnet. Dabei berücksichtigt Gleichung 5.3 einen Korrekturfaktor ΔM_{FEM} für die numerische Simulation. Die Bestimmung dieses Faktors erläutert Anhang A.5. Zusätzlich muss die Vorschrift die analytische Ungleichung der Strangspannung

$$\widehat{u}_{s0} = (R_s + j2\pi f_s L_{\text{wk}}) \hat{i}_s + j\omega_s \underline{\Psi}_s + \Delta u'_{\text{FEM}} \leq U_{\text{max}} \quad (5.4)$$

mit der maximalen zur Verfügung stehenden Spannung einhalten. Hierbei steht L_{wk} für die Wickelkopfinduktivität, U_{max} für die maximale Strangspannung und $\Delta u'_{\text{FEM}}$ für einen Korrekturfaktor für FEM, der ebenso in Anhang A.5 bestimmt wird. Die maximal zur Verfügung stehende Spannung kann je nach Ansteuerverfahren (siehe hierzu Tabelle 5.1) variieren. Außerdem muss die Optimierung die maximal zu Verfügung stehende Leistung $P_{\text{dc,max}}$ aus der Batterie berücksichtigen. Anschließend wird mit der maximalen M - n -Kennlinie eine Fläche mit Arbeitspunkten aufgespannt.

Der dritte Schritt der 2. Berechnung ermittelt die wirkungsgradoptimalen Arbeitspunkte wiederum mithilfe eines Optimierungsalgorithmus für den gesamten Betriebsbereich der IM im M - n -Kennfeld nach [106], indem die minimalen Verluste der Arbeitspunkte identifiziert werden. Die Stromwärmeverluste im Stator lassen sich mit der Gleichung [106]

Tabelle 5.1: Modulationsgrad für die maximal theoretisch zur Verfügung stehende Spannung $\widehat{u}_{\text{max}} = M \frac{U_d}{2}$ bei verschiedenen Modulationsverfahren nach [18]

Modulationsart	Modulationsgrad M
Grundfrequenztaktung	$\frac{4}{\pi}$
Sinus-Dreieck-Modulation	1
Raumzeigermodulation	$\frac{2}{\sqrt{3}}$

$$P_{\text{Cu,s}} = 3R_s I_s^2 \quad (5.5)$$

berechnen. Zusätzlich ermittelt der Optimierer die Stromwärmeverluste im Rotor [106]

$$P_{\text{Cu,ro}} = sP_\delta = \frac{\omega_{\text{ro}}}{p} M_i, \quad (5.6)$$

die über den Schlupf s und der Luftspaltleistung P_δ berechnet werden [106]. Die Eisenverluste in Stator und Rotor identifiziert FEM bereits in der 1. Berechnung für eine Frequenz. Diese müssen im Optimierungsalgorithmus mit den Vorschriften aus [106] in jedem Arbeitspunkt mit der jeweiligen Frequenz umgerechnet werden. Aus mechanischer Sicht wird die Reibung [107]

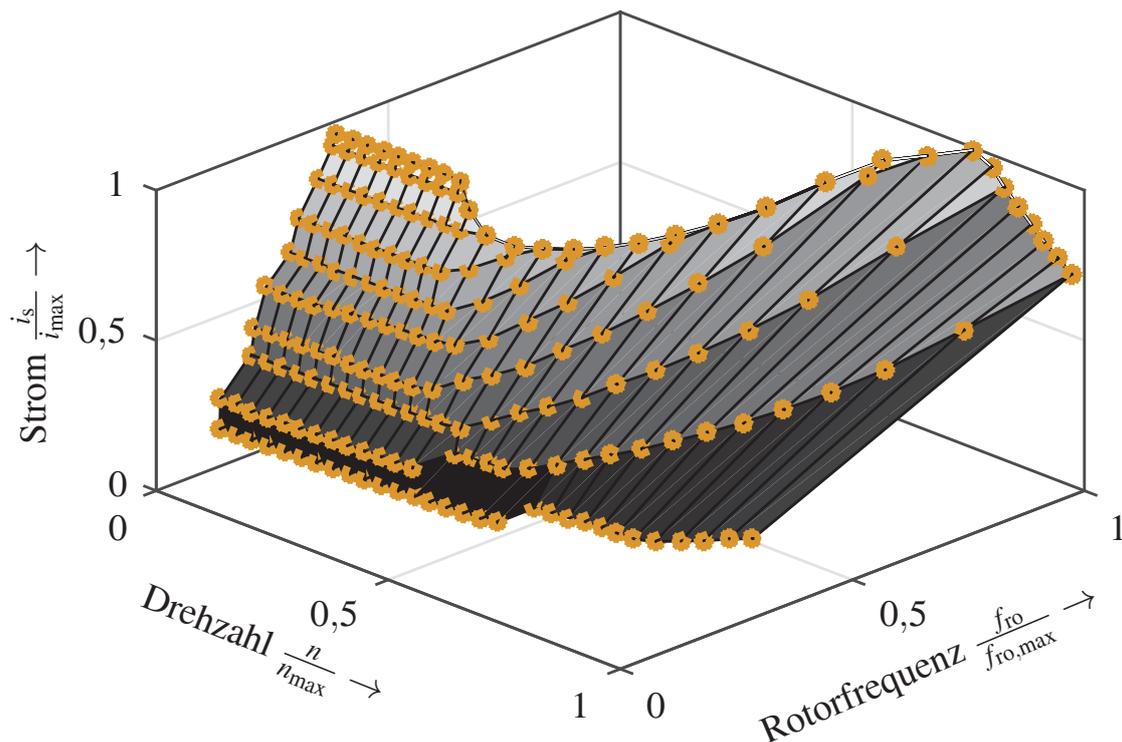


Abbildung 5.2: Arbeitspunktfläche der CIM im Drehzahl-Rotorfrequenz-Strangstrom-Raum, normiert auf die Maximalwerte und bestimmt mittels eines Optimierungsalgorithmus, sowie die diskreten optimierten Arbeitspunkte (gelb)

5 Auslegung der Rotorabschirmung

$$P_{rb} = k_{rb} D_{ro} l_{ro} v_u^2 \quad (5.7)$$

des rotierenden Läufers berücksichtigt. Hierbei steht l_{ro} für die Länge des Rotors, D_{ro} für den Außendurchmesser des Rotors, v_u für die Umfangsgeschwindigkeit und k_{rb} für einen empirischen Faktor für Gas- und Lagerreibung [107]. Als Randbedingungen gelten zum einen die Gleichung (5.4) und zum anderen das zu erreichende Drehmoment im Arbeitspunkt.

Mit diesen Formeln bestimmt der Algorithmus die optimalen Betriebspunkte, die Abbildung 5.2 zeigt. Der Optimierungsalgorithmus verwendet die Funktion *fmincon* aus Matlab[®]. Dieses gradientenbasierte Optimierungsverfahren kann in diesem Fall die Arbeitspunkte bestimmen, da im Lösungsraum das lokale Minimum gleichzeitig das globale bildet.

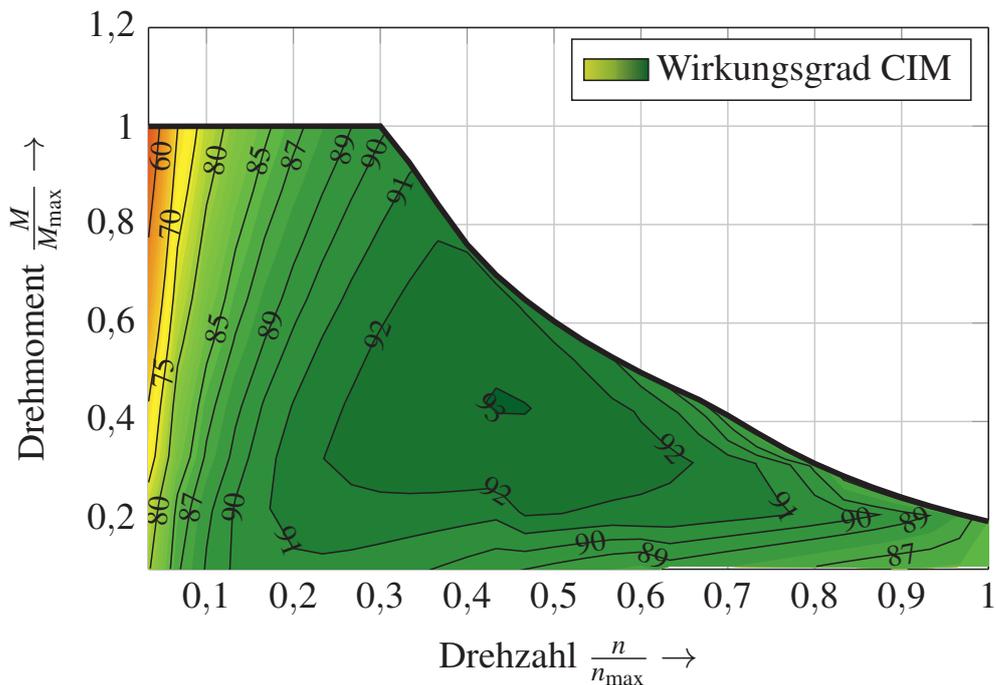


Abbildung 5.3: Motorisches Wirkungsgradkennfeld der konventionellen Asynchronmaschine, berechnet mit dem vorgestellten Algorithmus und den optimierten Arbeitspunkten

5.1.3 Berechnung des Wirkungsgradkennfelds

Mit diesen optimierten stationären Arbeitspunkten analysiert die dritte Berechnung dann sowohl die konventionelle als auch die unterschiedlichen Designs der EMV-gerechten E-Maschine in FEM. Somit ist sichergestellt, dass die einzelnen Berechnungen der jeweiligen Maschinen vergleichbar sind. Abbildung 5.3 zeigt das berechnete Wirkungsgradkennfeld der CIM als Resultat dieses Berechnungswerkzeugs.

5.2 Analyse des Schirmdesigns

Die vorgestellte Simulationsmethodik wird im Folgenden zur Auslegung der EMV-gerechten Asynchronmaschine mit dem integrierten Faradayschen Käfig verwendet. Die Schirmung ist nicht in den Luftspalt, wie Abbildung 4.17 darstellt, sondern in die Nutöffnung integriert (siehe Abbildung 5.4), da der Luftspalt sehr schmal ist und die Gefahr besteht, dass der Rotor den Faradayschen Käfig durch einen Kontakt zerstört. Bei der Untersuchung wird zunächst von dem bestmöglichen Schirm aus Sicht der EMV ausgegangen. Die Auswirkung dieser zusätzlichen Struktur auf die Maschinencharakteristik wird identifiziert, und diese Ergebnisse werden anschließend wieder in das Layout der Schirmung eingespeist, um die optimale Lösung aus EMV- und Maschinensicht zu generieren.

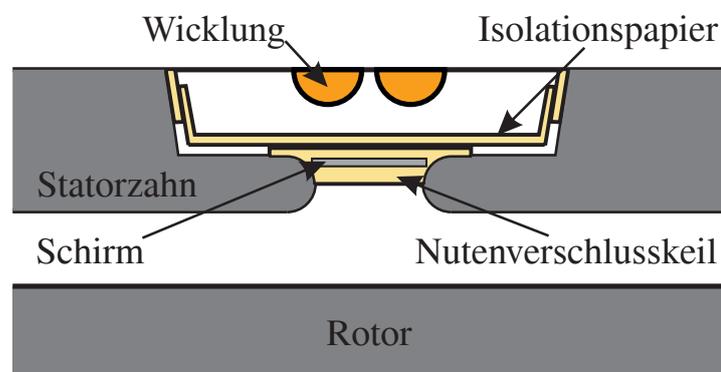


Abbildung 5.4: Prinzipdarstellung der idealen in die Nut eingebetteten Rotorabschirmung

5.2.1 Schirmung mit beidseitigem Kurzschluss

Aus EMV-Sicht ist das beste Design eine geschlossene leitfähige Fläche im gesamten Raum zwischen Wicklung und Rotor. Somit entsteht ein niederimpedanter Schirm. Diese Schirmung mit beidseitigem Kurzschluss wird als Ausgangslayout für die folgende Betrachtung verwendet. Das Schirmmaterial besteht aus einer dünnen Folie aus Aluminium oder Kupfer, da die Schirmung für elektrische Felder ein leitfähiges Material benötigt [108]. Ein isolierendes Trägermaterial umschließt die Folie, da die Schirmung das Statorblechpaket nicht kurzschließen darf, was zu thermischen Hotspots und der Zerstörung der Maschine führt, wie auch schon Busse et al. [84] beschreiben.

Die Schirmung wird in jede Nut zur Verminderung der Kapazität C_{wr} integriert. Jedoch besitzt, wie in Kapitel 3 schon erläutert, auch der Wickelkopf eine parasitäre Kopplung zum Rotor. Das Verhältnis zwischen der Kapazität in der Nut und der über dem Wickelkopf beträgt bei der untersuchten Maschine mit den Werten aus Kapitel 3.4

$$\frac{C_{wr,sl}}{C_{wr,wk}} \approx 1,0. \quad (5.8)$$

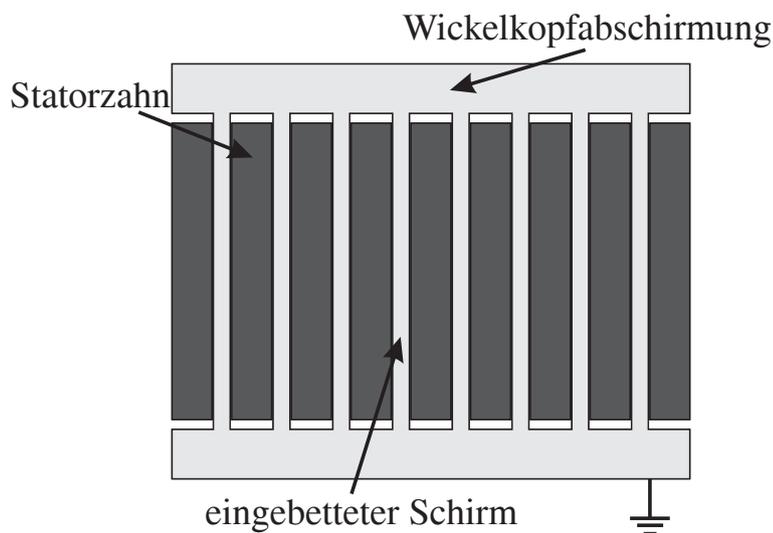


Abbildung 5.5: Prinzipdarstellung der Anordnung des idealen Schirms in der Draufsicht mit der Wickelkopf- und der nutintegrierten Schirmung

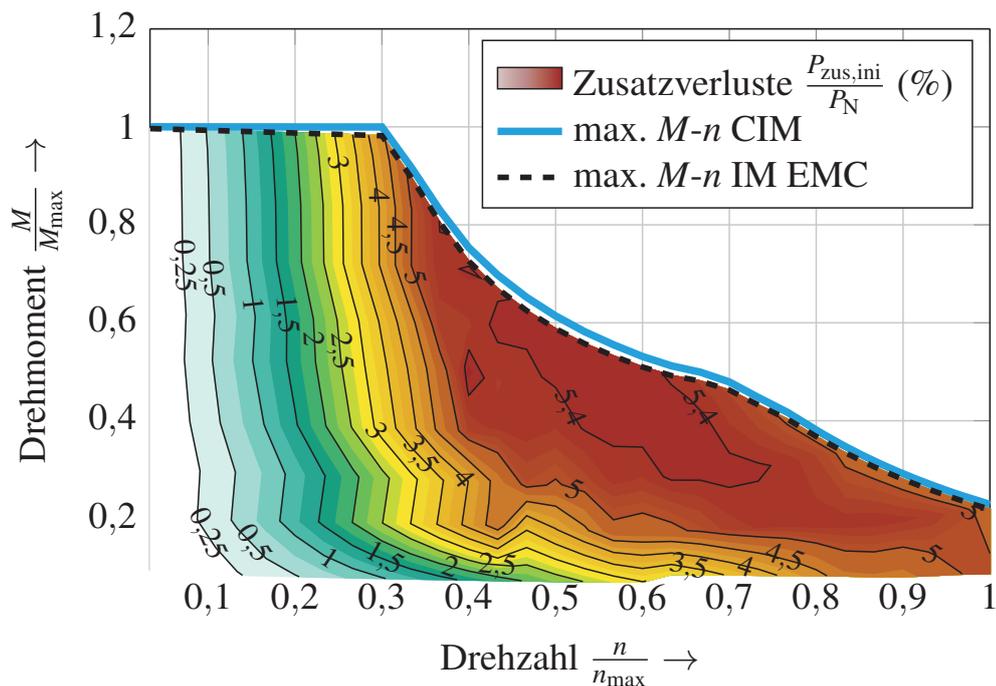


Abbildung 5.6: Berechnete Zusatzverluste $\frac{P_{\text{zus,ini}}}{P_N}$, normiert auf die Bemessungsleistung der untersuchten konventionellen E-Maschine, und die maximalen $M-n$ -Kennlinien der CIM (grün) und der IM EMC (gestrichelt)

Aus diesem Grund müssen beide Teile der Wicklung abgeschirmt werden. Die Prinzipdarstellung in Abbildung 5.5 zeigt die Initialschaltung des Faradayschen Käfigs in der E-Maschine. Die Schirmung in den Nuten wird direkt mit den Wickelkopfschirmungen verbunden. Somit ist der kapazitive Spannungsteiler aus Abbildung 4.18 kurzgeschlossen, weil Z_{scg} den Schirm niederimpedant mit der Erde verbindet.

Die Schirmstruktur verursacht Zusatzverluste in der elektrischen Maschine, da sie in einem Bereich integriert ist, in dem hohe magnetische Drehfelder auftreten, welche zu Stromwärmeverlusten führen. Die berechneten Verluste für den idealen Schirm sind in Abbildung 5.6 dargestellt. Die Verlustleistung in der Schirmung steigen mit der Drehzahl und damit verbunden mit der Arbeitsfrequenz f_a an. Im Feldschwäcbereich werden die maximalen Verluste von $P_{\text{zus,ini}} = 5,4\%$ der Ausgangsleistung erreicht. Bei größeren Drehzahlen $n > 0,75 n_{\max}$ fallen die Verluste wieder ab, was sich durch die Verringerung des Hauptflusses erklärt. Da ab dieser Drehzahl das Produkt der Flussverkettung Ψ_s und der Frequenz f_a für die Berücksichtigung der Spannungsgrenze zurückgenommen werden muss (vgl. hierzu Gleichung (5.4)), ist das magnetische Feld in

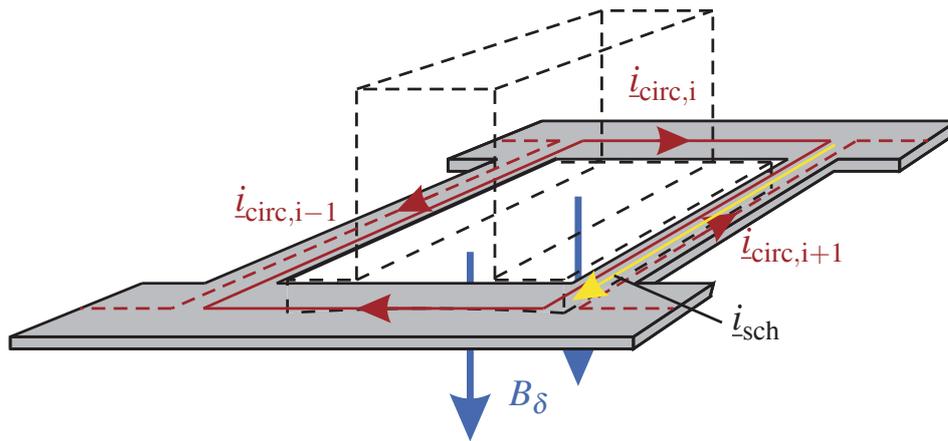


Abbildung 5.7: Zirkulierender Strom $i_{\text{circ},i}$ einer Nut auf der Schirmung erzeugt durch das Luftspaltfeld und der resultierende Strom in der Nut i_{sch} (gelb)

der Nut reduziert und die Stromwärmeverluste in der Schirmung gehen zurück. Daraus folgt, dass die Zusatzverluste

$$P_{\text{zus,ini}} \propto f_a \Psi_s \quad (5.9)$$

proportional zur Frequenz und zur Flussverkettung sind. Diese hohen Verluste führen in kürzester Zeit zur thermischen Zerstörung des Faradayschen Käfigs. Zusätzlich besitzt die IM EMC ein geringeres maximales Drehmoment im Vergleich zur CIM (vgl. blaue und graue Kennlinie in Abb. 5.6). Dieses Resultat kann über den beidseitigen Kurzschluss der Rotorschirmung erläutert werden. Aus EMV-Sicht ist diese Schirmanordnung am besten, da sie eine große niederimpedante Fläche besitzt. Dies führt aber zu zirkulierenden Strömen, da sich der Schirm in dieser Anordnung wie ein Kurzschlusskäfig verhält. Abbildung 5.7 präsentiert das physikalische Prinzip für die zirkulierenden Ströme. Die Luftspaltflussdichte B_δ führt zu einer Flussverkettung Ψ_s zwischen Stator und Rotor. Sie ist die Ursache für die zirkulierenden Ströme in der Schirmung, da durch das Magnetfeld eine Spannung in der Schirmung induziert wird. Diese Spannung führt durch den aufgebauten Kurzschlusskäfig der Schirmung zu einem zirkulierenden Strom, der wiederum seiner Ursache nach der Lenz'schen Regel entgegen wirkt. Aus diesem Grund reduziert sich die Flussverkettung Ψ_s und dadurch resultierend auch das Drehmoment im Vergleich zur konventionellen Asynchronmaschine (vgl. hierzu Gleichung (5.3)).

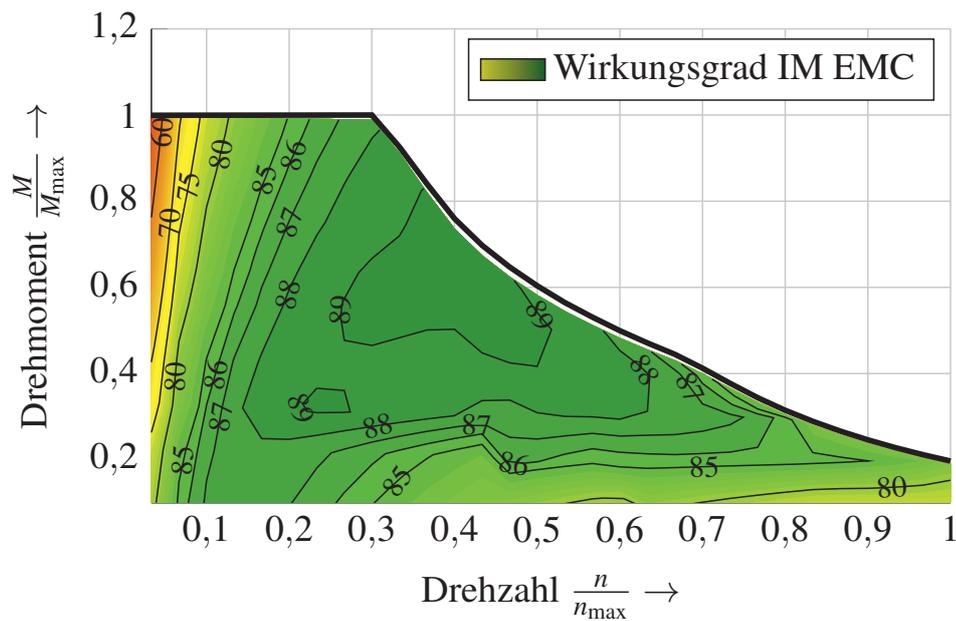


Abbildung 5.8: Simuliertes Wirkungsgradkennfeld der IM EMC mit idealem Schirm

Die Zusatzverluste $P_{\text{zus,ini}}$ haben auch einen Einfluss auf den Wirkungsgrad η der E-Maschine, welcher in Abbildung 5.8 dargestellt ist. Der Wirkungsgrad nimmt im Vergleich zur konventionellen Maschine (vgl. hierzu Abb. 5.3) im Maximum um vier Prozent ab. Damit wird der Einfluss des Schirms auf die Performance der elektrischen Maschine deutlich, da jedes Prozent Wirkungsgrad zum Erreichen der Reichweitenziele im Fahrzeug von Nöten ist.

All diese Untersuchungen sind mit einer minimalen Schirmdicke durchgeführt worden, da diese zusätzlich einen Einfluss auf die Verluste und das Drehmoment besitzt [85]. Die Analyse der Abhängigkeit der Maschinenperformance von der Schirmdicke erfolgt über die Maximalkennlinie des Drehmoment-Drehzahl-Verhaltens der CIM für unterschiedliche Dicken h_{sch} . Abbildung 5.9 zeigt deren Auswirkung auf das Drehmoment mit der beidseitig kurzgeschlossenen Schirmung. Die Schirmdicke besitzt einen starken Einfluss auf die Abnahme des Maximaldrehmoments. Bei einer maximalen Schirmdicke von $h_{\text{sch}} = 0,1\text{mm}$ ist sogar eine deutliche Reduzierung im Grunddrehzahlbereich zu erkennen, und die Verluste sind um ein Vielfaches größer als bei der minimalen Schirmdicke. Mit diesem Ergebnis zeigt sich, dass der Schirm auch mit der Variable der Di-

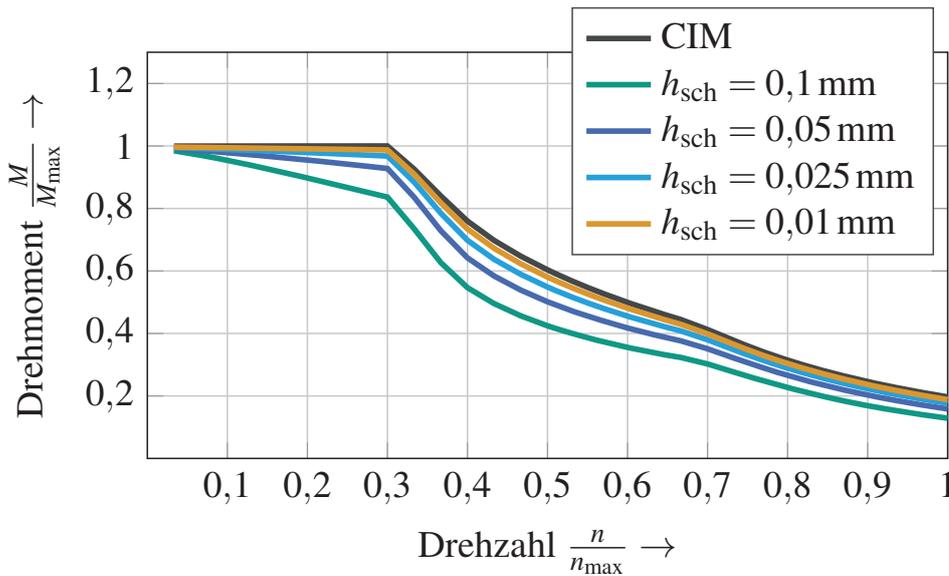


Abbildung 5.9: Auswirkung der Schirmdicke auf das maximale Drehmoment der konventionellen Maschine

cke optimiert werden kann, was aber in dieser Anordnung unwirksam ist, da die Zusatzverluste der Schirmung auch bei geringster Schirmdicke zu hoch sind. Die Resultate der Analyse führen zur Vermeidung des Schirms mit beidseitigem Kurzschluss. Daher muss das Layout die einzelnen Nuten voneinander trennen.

5.2.2 Einseitig isolierter Schirm

Zur Beseitigung der zirkulierenden Ströme in der Schirmung werden Isolierungen auf einer Wickelkopfseite hinzugefügt, wie in Abbildung 5.10 zu sehen ist. Diese Isolierung trennt die einzelnen Folien der Nuten voneinander. Trotz dieser Isolierung muss eine Erdung sichergestellt sein, was über den zweiten Wickelkopf erfolgt. Damit diese Anordnung in der numerischen Simulation umgesetzt werden kann, wird für jede einzelne Schirmung eine eigene Circuit Property implementiert.

Abbildung 5.11 zeigt das Ergebnis der Berechnungen für dieses Layout der Rotorabschirmung. Die Verluste reduzieren sich im Vergleich zur Schirmung mit beidseitigem Kurzschluss um einen Faktor

$$\frac{P_{zus,ini}}{P_{zus,iso}} = 600. \quad (5.10)$$

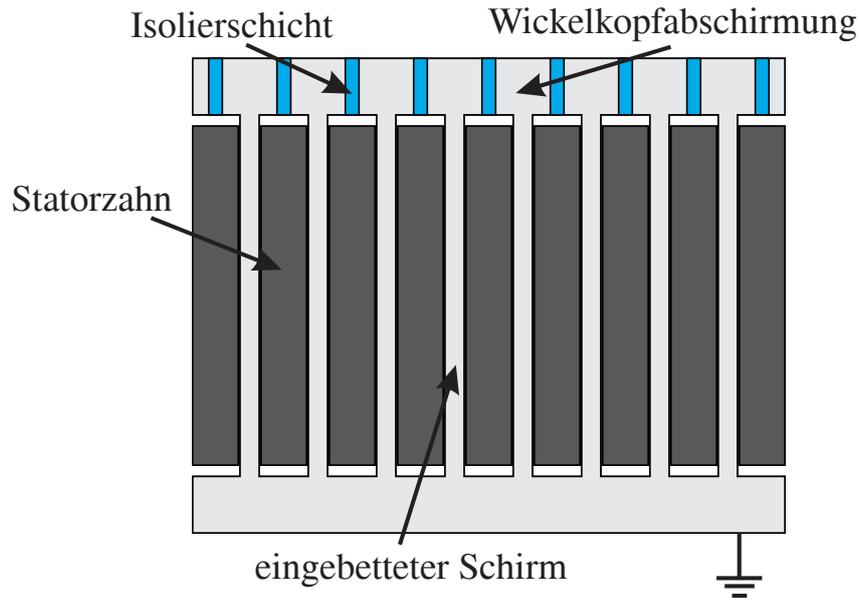


Abbildung 5.10: Design der Schirmstruktur mit einseitiger Isolierung, um zirkulierende Ströme zu verhindern

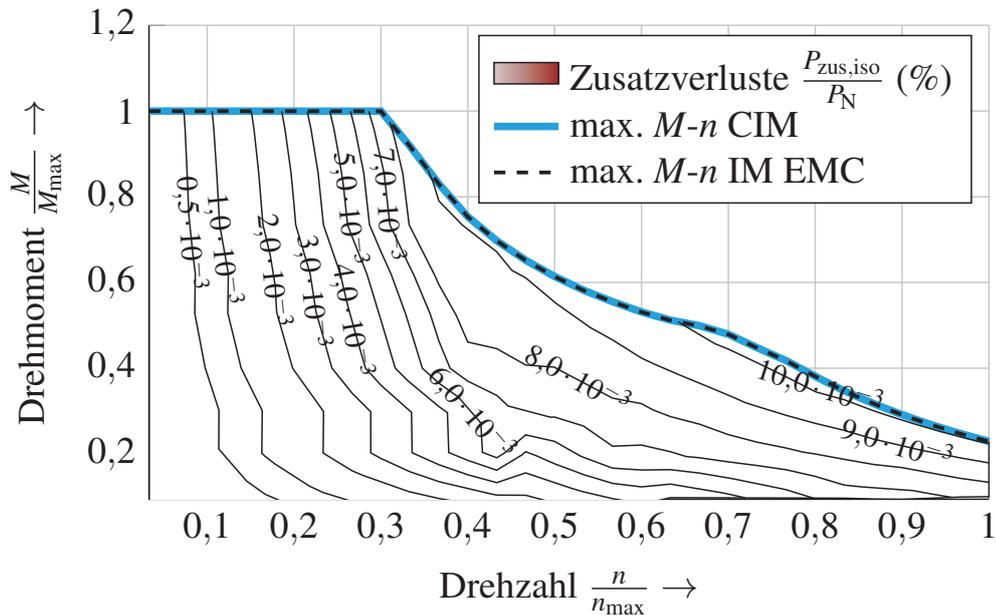


Abbildung 5.11: Simulierte Zusatzverluste $\frac{P_{zus.iso}}{P_N}$ normiert auf die Bemessungsleistung der untersuchten konventionellen E-Maschine in der Schirmanordnung mit einem einseitig isolierten Schirm

Des Weiteren ist beim Vergleich der maximalen M - n -Kennlinien von CIM und IM EMC kein Unterschied mehr zu erkennen. Der Strom im Schirm in der Nut ist in Summe Null, wodurch es zu keiner Reduzierung der Flussverketzung kommt. Deshalb besitzt die IM EMC dieselbe Maximalcharakteristik wie die CIM und beeinflusst nicht mehr das Wirkungsgradkennfeld der IM. Die IM EMC verhält sich daher identisch zur konventionellen E-Maschine (siehe hierzu Abbildung 5.3).

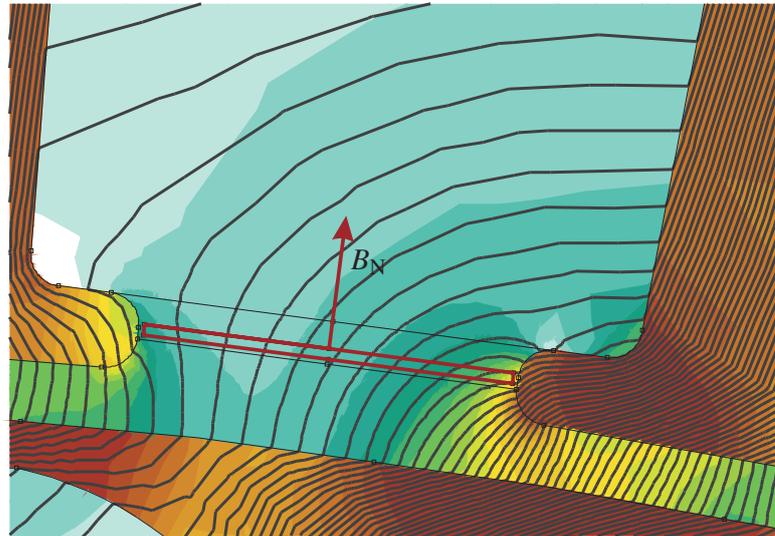
Trotzdem treten weiterhin Wirbelströme durch das magnetische Wechselfeld auf, die einen Einfluss auf die Lebensdauer der Schirmung besitzen. Die kleinen Strukturen der Schirmung können durch diese Wirbelströme stark belastet werden. Abbildung 5.12 zeigt den Feldlinienverlauf einer Nut (a) und die dazugehörige Flussdichte in Normalrichtung auf dem Schirm (b). Die Schirmung ist in dieser Darstellung rot hervorgehoben. Die Feldlinien verlaufen annähernd senkrecht durch den Schirm. Als Ausnahme muss die Schirmung in der Nähe des rechten Zahnes angesehen werden. Durch die Abbildung 5.12 (b) zeigt sich zusätzlich, dass annähernd im gesamten Schirm ein B-Feld in normaler Richtung zum Schirm vorhanden ist. Deshalb kann für die Berechnung der Wirbelstromverluste in der Schirmung die folgende analytische Betrachtung als Worst-Case-Abschätzung verwendet werden.

Durch das magnetische Feld B_N wird eine Spannung in die Schirmung einer Nut induziert, wodurch Wirbelströme entstehen. Die Verluste P_{ed} approximiert Kupfmüller [105] mit folgender Gleichung:

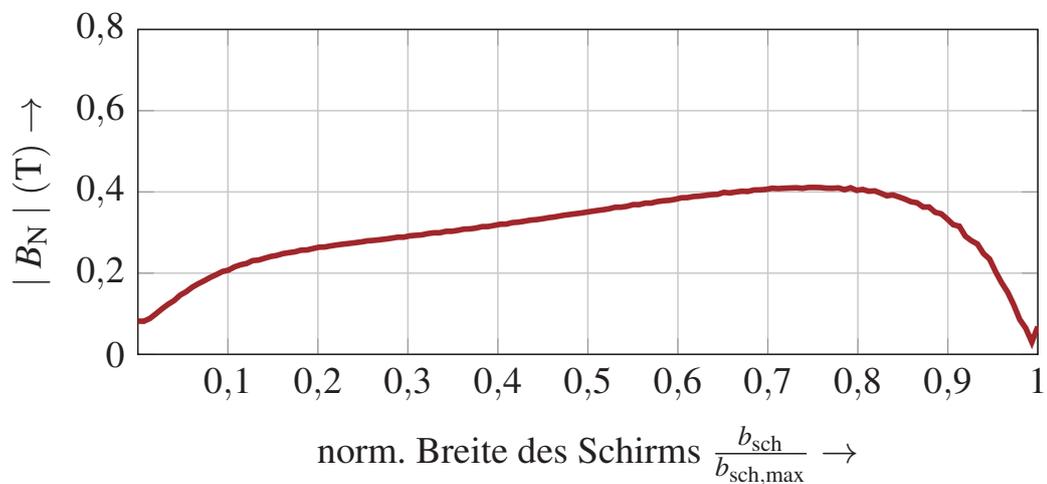
$$P_{ed} \approx \frac{1}{24} \sigma_{sch} \omega_s^2 b_{sch}^2 B_N^2 V_{sch}. \quad (5.11)$$

In (5.11) bezeichnet σ_{sch} die Leitfähigkeit des Schirmmaterials, b_{sch} die Schirmbreite, B_N die mittlere Flussdichte senkrecht zum Schirm und V_{sch} das Volumen des Schirms in einer einzelnen Nut. Diese Wirbelstromverluste führen nun zu einem Aufheizen des Schirmmaterials.

Die resultierende Übertemperatur ΔT ist ein Indiz für die thermische Belastung. Die Schirmung ist bereits in einem thermisch anspruchsvollem Raum mit der beinhalteten Wicklung verbaut. Die Temperaturklassen der Isolierung werden dabei schon vollständig ausgereizt. Eine Temperaturerhöhung $\Delta T = 10$ K würde nach den Erfahrungswerten zu einer Halbierung der Lebensdauer führen [109]. Aus diesen Gründen folgt für die nachfolgende Betrachtung, dass die Verlustleistung eine maximale Temperaturdifferenz von $\Delta T = 2$ K erzeugen darf, um in einer Maschine eingesetzt werden zu können. Abbildung 5.13 zeigt das thermi-



(a)



(b)

Abbildung 5.12: Feldlinienverlauf durch die Schirmung (in Rot hervorgehoben) einer Nut bei maximalen Phasenstrom und der Drehzahl $n = 0,2n_{max}$ (a) und der dazugehörige Flussdichteverlauf senkrecht zum Schirm B_N (b)

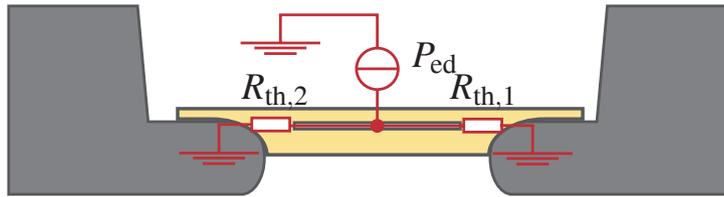


Abbildung 5.13: Thermisches Ersatzschaltbild zur Berechnung der Übertemperatur durch die Eigenerwärmung in der Schirmung für den stationären Fall

sche Ersatzschaltbild. Die Kalkulation der Temperaturerhöhung im Vergleich zum Stator kann für den stationären Fall mit Hilfe der Wärmewiderstände [110]

$$R_{th,1} = R_{th,2} = \frac{d_{sch,st}}{\kappa_w A} \quad (5.12)$$

der Schirmung erfolgen. In Gleichung (5.12) steht $d_{sch,st}$ für die Dicke der Isolierung zwischen Schirmung und Statorblechpaket, κ_w für die spezifische Wärmeleitfähigkeit und A für die Oberfläche. Da die Rotorabschirmung in der Isolierung der Nut integriert ist, kann die Entwärmung über die Konvektion des Rotors vernachlässigt werden. Außerdem kann der Wärmewiderstand der Schirmung selbst durch die sehr große spezifische Wärmeleitfähigkeit im Vergleich zur Isolierung ebenso vernachlässigt werden. Mit einem Ersatzwiderstand $R_{th} = \frac{R_{th,1}R_{th,2}}{R_{th,1}+R_{th,2}}$ und der Verlustleistung P_{ed} wird die Temperaturdifferenz für den stationären Fall [110]

$$\Delta T (t \rightarrow \infty) = R_{th}P_{ed} \quad (5.13)$$

ermittelt. Somit kann eine Abschätzung der Aufheizung im Worst-Case-Fall bestimmt werden.

Bei maximaler Drehzahl und einer Schirmung, welche die Breite der Nutöffnung besitzt, wird eine Übertemperatur $\Delta T = 135,4\text{K}$ mit der Flussdichte von $B_N = 0,4\text{T}$ berechnet. Für die reale Umsetzung ist diese Temperatur zu groß, da sich der Schirm in kürzester Zeit zerstört. Aus diesem Grund ist dieses Layout nicht geeignet, in einem Prototypen umgesetzt zu werden, obwohl die Isolierung die eigentlich zerstörerischen zirkulierenden Ströme vermeidet. Daher muss das Design für eine Reduzierung der Wirbelstromverluste geändert werden.

5.2.3 Einseitig isolierter, segmentierter Schirm

Im vorherigen Abschnitt wird gezeigt, dass Wirbelströme gefährlich für die Schirmung sind. Zur Reduzierung der Strömwärmeverluste existieren zwei Möglichkeiten:

- Änderung der spezifischen Leitfähigkeit des Materials σ_{sch}
- Segmentierung und dadurch Reduzierung der Schirmbreite b_{sch} [85]

Zum einen sinken die Stromwärmeverluste aus Gleichung (5.11) linear mit der Verringerung der spezifischen Leitfähigkeit σ_{sch} des Schirmmaterials, jedoch führt dies auch zu einer Verschlechterung des Schirms. Der elektrische Widerstand würde sich in diesem Fall erhöhen. Zum anderen reduzieren sich die Wirbelstromverluste mit der Verkleinerung der Schirmbreite b_{sch} eines Segments. Diese Größe geht quadratisch in (5.11) ein, was eine größere Reduzierung zu Folge hat. Aus diesem Grund wird im Folgenden ein einseitig isolierter und segmentierter Schirm untersucht, der in Abbildung 5.14 als Prinzipdarstellung zu sehen ist. Durch die Segmentierung des Schirms reduzieren sich die gültige Breite und daraus folgend die Wirbelstromverluste, wobei dies aus EMV Sicht nicht ideal ist, da nun Löcher in der Schirmung vorhanden sind.

Weiterhin wird dasselbe thermische Modell wie im vorherigen Abschnitt angenommen. Damit können die Gleichungen (5.11)–(5.13) die Verluste und die Übertemperatur bestimmen. Tabelle 5.2 zeigt die Resultate der Berechnungen für unterschiedliche Breiten der Segmente. Die Verlustdichte nimmt quadratisch mit der Breite beziehungsweise mit der Anzahl der Segmente bei gleichbleibender Gesamtbreite der Schirmung ab. Dadurch sinkt die Übertemperatur ebenso quadratisch. Die Übertemperatur ist ab einer Segmentanzahl von $N = 10$ unterhalb von 2 K. Somit kann ein Schirm mit einer Struktur von mindestens 10

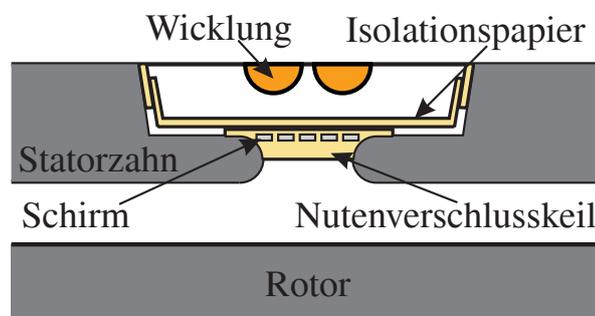


Abbildung 5.14: Prinzipdarstellung der in die Nut eingebetteten und radial segmentierten Rotorabschirmung

5 Auslegung der Rotorabschirmung

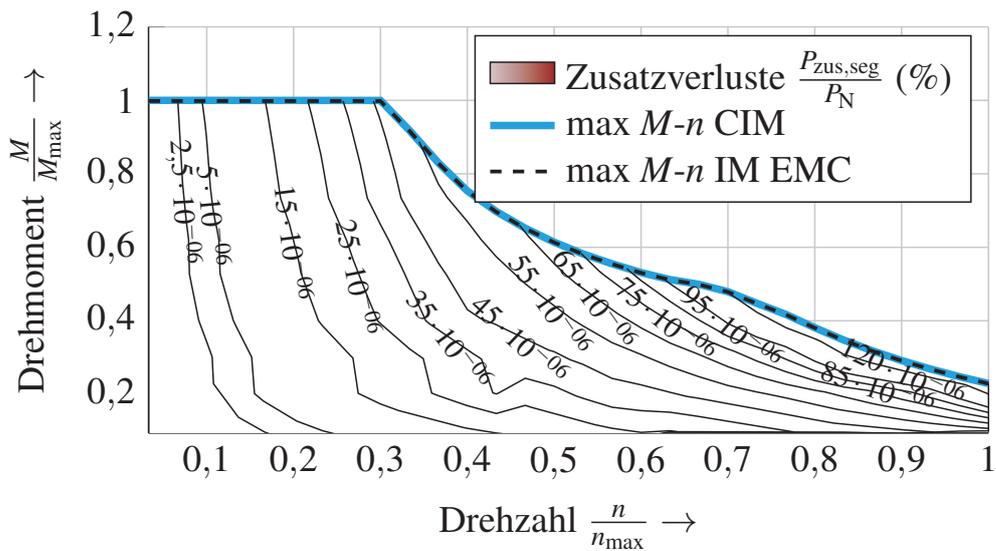


Abbildung 5.15: Simulierte Zusatzverluste $\frac{P_{\text{zus,seg}}}{P_N}$ normiert auf die Bemessungsleistung der untersuchten konventionellen E-Maschine mit zehn Segmenten pro Schirm in der Nut

Tabelle 5.2: Berechnungsergebnisse der analytischen Untersuchung von Wirbelstromverluste $P_{V,\text{ed}}$ und der Übertemperatur ΔT in Abhängigkeit von der Segmentzahl N_{seg} bei einer mittleren Flussdichte $B_N = 0,4\text{ T}$ und bei maximaler Drehzahl $n = n_{\text{max}}$

N_{seg}	$P_{V,\text{ed}} \left(\frac{\text{MW}}{\text{m}^3} \right)$	$\Delta T \text{ (K)}$
1	25,8	135,4
2	6,45	33,8
4	1,61	8,5
8	0,40	2,1
10	0,26	1,35
11	0,21	1,1
15	0,11	0,6

Segmenten bei einer Nutschlitzbreite von $b_s = 3,4\text{ mm}$ in dieser Maschine bei maximaler Drehzahl eingesetzt werden. Die analytischen Ergebnisse werden zusätzlich durch die Resultate der Zusatzverluste $P_{\text{zus,ini}}$ der FEM-Simulationen unterstützt (siehe hierzu Abbildung 5.15 im Vergleich zu Abbildung 5.11).

Zusammenfassend zeigt diese Analyse, dass die Schirmung ebenso wie alle anderen Bauteile der elektrischen Maschine richtig dimensioniert werden muss. Ein ungünstiges Design der Schirmung führt zu einer sehr schnellen Bauteilzerstörung durch thermische Aufheizung oder zu negativen Veränderungen des Maschinenverhaltens. Somit kann die IM EMC nicht mehr dieselbe Ausgangsleistung beziehungsweise dasselbe Drehmoment wie eine klassische E-Maschine gleicher Bauart generieren. Aus diesem Grund kommt es bei der Auslegung zu einem Trade-Off zwischen Sicherheit und Schirmungseffektivität. Mit zwei Schritten, einer Isolierung an einer Wickelkopfseite und einer Segmentierung des Schirms in radialer Richtung, kann hingegen die EMV-Maßnahme so ausgelegt werden, dass sie in einer EM funktioniert.

5.3 Schirmwirkung des resultierenden Designs

Die Schirmung verhindert das Auftreten von gefährlichen zirkulierenden Strömen und reduziert die Wirbelströme durch eine Segmentierung. Mit dieser Realisierung und der Integration von Langlöchern geht aber eine Reduzierung der Schirmungseffektivität einher. Aus diesem Grund untersucht folgendes Kapitel die Schirmwirkung des resultierenden Designs. Die Analyse der Wirksamkeit unterteilt die elektromagnetische Störung in Nahfeld und Fernfeld. Zunächst wird das Nahfeld betrachtet, anschließend wird die Wirksamkeit bis zu einer maximalen Frequenz $f = 500\text{ MHz}$ im Fernfeld analysiert (siehe Kapitel 5.3.2).

5.3.1 Schirmwirkung im Nahfeld

Im Nahfeld können elektrisches und magnetisches Feld unabhängig voneinander betrachtet werden. In diesem Zusammenhang spricht Schwab [7] von quasi-stationären oder auch ortsfesten Feldern. Die Analyse greift wiederum auf numerische Berechnungen mit FEM zurück. Die Initialisierung ist in Abbildung 5.16 dargestellt. Auf den Rändern der Wicklung wird eine Spannung U_1 eingepreßt und der Rotoraußendurchmesser erhält die Spannung U_2 , da diese Kopplung von Interesse ist. Da in allen Bauteilen mit elektrischer Leitfähigkeit kein Feld vorhanden sein kann, werden diese mit der Randbedingung U_0 belegt. Dies gilt auch für die Schirmstruktur, da der Schirm mit dem Gehäuse verbunden ist. Mit die-

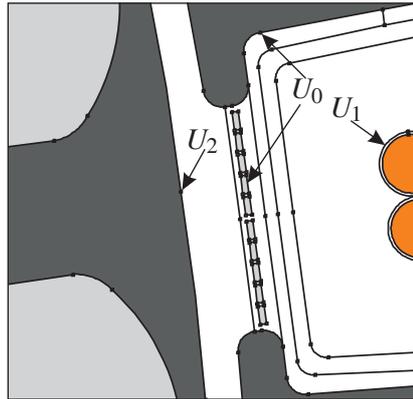


Abbildung 5.16: Initialisierung des Maschinenmodells zur Berechnung des parasitären elektrischen Felds in FEM

ser Konfiguration kann die Auswirkung des Schirms auf die quasi-stationären parasitären elektrischen Felder mit numerischen Simulationen untersucht werden.

Abbildung 5.17 zeigt den Vergleich des elektrischen Felds der CIM und der IM EMC mit 10 Segmenten. In dieser Simulation wird das elektrostatische Feld betrachtet. Mit der in der Praxis vorherrschenden Annahme, dass die Schirmwirkung für quasistationäre Felder ebenso unendlich ist wie im statischen Fall, gelten dieselben Randbedingungen [7] für den stationären und den quasi-stationären Fall. Deshalb ist die Betrachtung des stationären elektrischen Feldes anstelle eines quasistationären Falls für das Nahfeld zulässig. Außerdem werden leitfähige Materialien auch für elektrodynamische Schirmungen eingesetzt [108]. Dies gilt, solange die Wellenlänge

$$\lambda = \frac{c}{f}, \quad (5.14)$$

berechnet mit der Geschwindigkeit der Welle in diesem Medium c , größer als die Schirmstruktur ist. Im linken Bild von Abbildung 5.17 ist die konventionelle E-Maschine zu sehen. Das elektrische Feld tritt aus der Nut und gelangt bis zum Rotor. Deshalb entsteht eine parasitäre kapazitive Kopplung zwischen Wicklung und Rotor, die zur Lagerspannung führt. Der Schirm verhindert diese elektrische Kopplung, wie die rechte Darstellung aufzeigt. Das elektrische Feld wird in der Nut eingeschlossen, und das Potential reduziert sich auf Null. Daraus folgt ein vom elektrischen Feld freier Luftspalt, wodurch der Faradaysche Käfig den Rotor von der Wicklung entkoppelt.

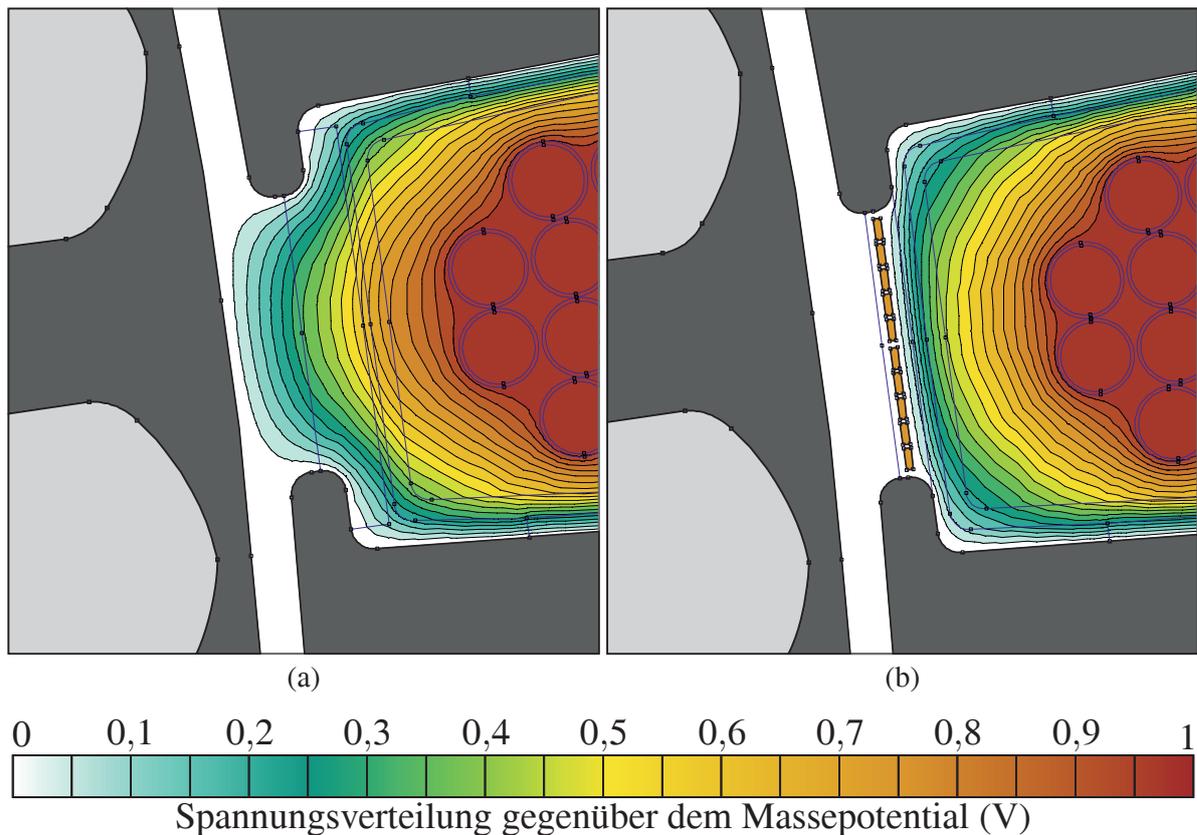


Abbildung 5.17: Vergleich des parasitären elektrischen Felds einer Nut der CIM (a) und der IM EMC mit einer Segmentierung von $N = 10$ (b)

5.3.2 Schirmwirkung im Fernfeld

Im Fernfeld stehen im Vergleich zum Nahfeld elektrisches und magnetisches Feld senkrecht aufeinander und sind transversal zur Ausbreitungsrichtung orientiert. Beide Komponenten sind gleichphasig, und ihr Verhältnis, der sogenannte Feldwellenwiderstand

$$\frac{\underline{E}}{\underline{H}} = Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \Omega \quad (5.15)$$

im freien Raum, ist konstant [7]. In diesem Zusammenhang kann auch von elektromagnetischen Wellen gesprochen werden.

Auch für das Fernfeld muss die Schirmwirkung betrachtet werden. Hier sind die Öffnungen des Schirms von Bedeutung. Da diese sehr klein sind, können die Wellen bei kleinen Frequenzen nicht durch die Löcher hindurch. Erst wenn die Löcher in der Größenordnung der elektromagnetischen Wellenlänge sind, ist es

für die Wellen möglich, sich durch Schlitzte auszubreiten [108]. Die kritische Wellenlänge

$$\lambda_{\text{krit}} = \frac{v_w}{f_{\text{krit}}} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_0} f_{\text{krit}}} \quad (5.16)$$

kann für die Felder in der Nut mit der Geschwindigkeit der Welle v_w und der kritischen Frequenz f_{krit} berechnet werden. Die Geschwindigkeit lässt sich mit der relativen Dielektrizitätskonstante für die Isolierung ϵ_r und der Lichtgeschwindigkeit in Vakuum c_0 bestimmen. Daraus folgt eine kritische Wellenlänge $\lambda_{\text{krit}} = 2,14 l_{\text{Fe}}$ bei einer kritischen Frequenz $f = 500 \text{ MHz}$. Aus diesem Grund ist die Schirmung auch zur Reduzierung von elektromagnetischen Wellen geeignet, da die kritische Wellenlänge doppelt so groß wie die aktive Eisenlänge ist. Erst bei größeren Frequenzen $f > 500 \text{ MHz}$ verliert der Faradaysche Käfig seine Wirkung [108]. Durch diese beiden Ergebnisse ist bestätigt, dass der Schirm nicht nur für quasi-stationäre Felder funktioniert, sondern auch für elektromagnetische Wellen eine Barriere darstellt.

5.4 Praktische Realisierung

Für die Realisierung der Schirmung sind einige Anpassungen im Vergleich zur theoretisch erarbeiteten Lösung vorzunehmen. Die Prinzipdarstellung der realen Umsetzung der Nut zeigt Abbildung 5.18. Die Schirmung wird als zusätzliches Bauteil aufgebaut und anstelle eines Nutenkeils in die Nut eingebracht. Zusätzlich wird ein dünner Deckschieber aus Isolierpapier zur Fixierung

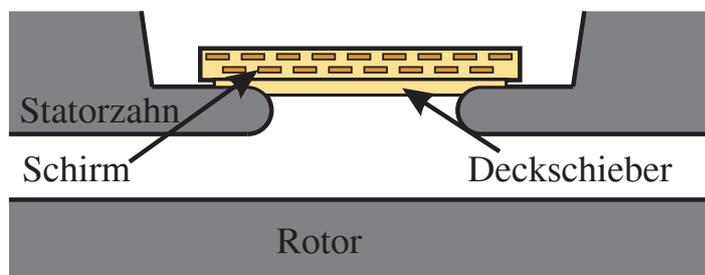


Abbildung 5.18: Prinzipdarstellung der real in die Nut eingebetteten Rotorabschirmung

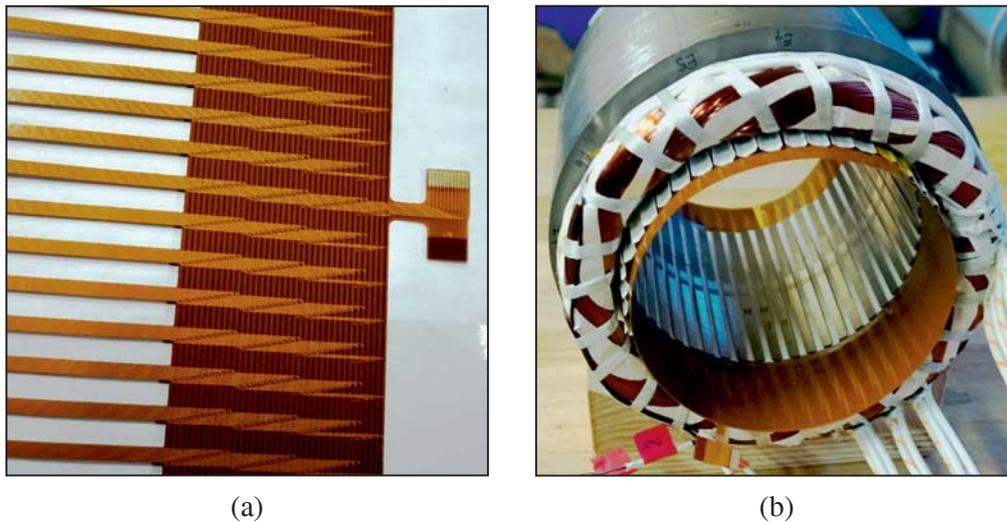


Abbildung 5.19: Detailbetrachtung der Schirmung (a) und Stator der elektrischen Maschinen mit Abschirmung (b)

der Schirmung integriert. Falls die Nut den Platz nicht mehr hergibt, können die Deckschieber unterhalb der Schirmung weggelassen werden.

Die Schirmung selbst ist aus 2 Schichten mit jeweils 10 beziehungsweise 11 Segmenten aufgebaut. Diese zweite Ebene wird zur zusätzlichen Verbesserung gegenüber elektromagnetischen Wellen in das Design hinzugefügt. Außerdem stellt dies aus fertigungstechnischer Sicht keine Herausforderung dar. Diese zweite Ebene ist so angeordnet, dass es zu keinen Lücken mehr in radialer Richtung kommt. Die Dicke des Schirms ist zu $h_{sch} = 100 \mu\text{m}$ gewählt, da dünnere Strukturen schwieriger zu fertigen sind. Da alle Segmente parallel geschaltet nach außen geführt werden, wird die Impedanz Z_{scg} der Schirmung reduziert. Abbildung 5.19 zeigt eine Detailbetrachtung der Schirmung (a) und den Einbau der Schirmung in den Stator der IM EMC (b). Die Schirmung ist als flexible Leiterplatte zur Bildung eines Zylinders ausgeführt. Für die einfachere Montage ist die Schirmung aus zwei Stücken, die gegeneinander isoliert sind, aufgebaut. Durch die Isolation beider Abschnitte zueinander ist gewährleistet, dass keine zirkulierenden Ströme auftreten. Die Wickelköpfe sind ebenso segmentiert wie die Schirmung in der Nut, wodurch die Stromwärmeverluste auch am Wickelkopf verringert werden. Bei der Verbindung der Leiterbahnen aus den Nuten mit dem Wickelkopf wird ebenso auf Wirbelströme geachtet wie in den Nuten. Daher verbindet das Design alle Nutenschirmungen in derselben Schaltung mit dem Wickelkopf. Der Wickelkopfschirm wird an das Gehäuse angeschlossen, wobei alle Bahnen aus fertigungstechnischer Einschränkung einzeln herausge-

5 Auslegung der Rotorabschirmung

führt sind. Die Anschlusslasche befindet sich im Lagerschild, in dem ein Langloch vorgesehen ist. Die Anschlussleitungen werden in diesem Prototypen für weitere Untersuchungen nach außen geführt. Dies ist aus EMV-Sicht nicht ideal, aber somit kann die Wirkung des Schirms ohne und mit Erdung getestet werden. Zur Versteifung des gesamten Aufbaus werden zum einen Deckschieber eingesetzt, die länger als die aktive Länge sind, und zum anderen kleine Isolationspapierstücke zwischen Nutöffnung und Schirm geschoben. Die längeren Stücke dienen zur Versteifung des Überhangs der Schirmung. Die kleineren Nutabdeckungen werden zur Befestigung der Schirmung eingesetzt, damit dieser Aufbau vor dem Tränken fest in der Nut sitzt.

Mit diesen Änderungen im Vergleich zur berechneten Lösung ist es möglich, eine Schirmung gegen das parasitäre elektrische Feld in einer realen IM zu integrieren. Anschließend wird diese Maschine an einem Motorenprüfstand getestet.

6

Validierung am Prüfstand

Das vorherige Kapitel stellt ein Verfahren zur Auslegung einer EMV-gerechten IM und den resultierenden Prototypen vor. Für die Identifizierung der Eigenschaften wird die IM EMC am Prüfstand, der im Anhang A.3 beschrieben ist, vermessen. Bei dieser Untersuchung sind nicht nur die EMV-relevanten Eigenschaften, sondern auch die Maschinengrößen wie Wirkungsgrad und maximale mechanische Leistung von Interesse. Diese Untersuchungen werden im Folgenden zur Validierung der Simulationen und zum Vergleich mit der konventionellen elektrischen Maschine verwendet.

Zunächst erläutert Abschnitt 6.1 die Messergebnisse der konventionellen Maschine im drehenden Betrieb zur Validierung der Simulationen der AC-Seite im Frequenzbereich. Die Messungen der konventionellen Maschine im Zeitbereich sind bereits in Abschnitt 3.5.2 zu finden. Die weiteren Modelle für die Simulationen beschreibt Anhang A.1. Kapitel 6.2 beschäftigt sich anschließend mit den Resultaten aus den drehenden Messungen der IM EMC in Zeit- und Frequenzbereich. Da die Konstruktion es ermöglicht, den Schirm zu isolieren oder am Gehäuse mit der Erdung zu verbinden, werden im Folgenden beide Varianten untersucht. Mit den Ergebnissen werden die Simulationen und Modelle aus Kapitel 4.3 validiert. Nach der Vorstellung der Ergebnisse und Simulationen für die drei Varianten folgt in Abschnitt 6.3 der Vergleich der konventionellen mit den beiden Varianten der IM EMC, der zunächst die Lagerspannung in Zeit- und Frequenzbereich untersucht. Anschließend wird die Performance der IM EMC mit geerdetem Schirm der CIM gegenübergestellt. Als Erstes wird auf die Maxi-

malkennlinien von Drehmoment und Leistung eingegangen, da diese Kennlinien schon ein Indiz für einen Einfluss des Schirms auf die Maschineneigenschaften darstellen. Des Weiteren berücksichtigt die Gegenüberstellung auch die Ergebnisse des Simulationstools aus Passus 5.1.

Während der gesamten Vermessung der IM EMC wurde die Temperatur der Schirmung überwacht. Außerdem ist nach Abschluss der Messungen eine Sichtprüfung auf thermische Alterung durchgeführt worden (siehe Abschnitt 6.3.4). Abschließend folgt in diesem Kapitel ein zusammenfassendes Fazit unter Berücksichtigung der Messergebnisse und der gewonnenen Erkenntnisse.

6.1 Validierung des Modells der CIM im Frequenzbereich

Die erste Untersuchung testet die konventionelle Asynchronmaschine am Prüfstand in Zeit- und Frequenzbereich. Die Messungen im Zeitbereich, welche zur Validierung des HF-Modells der elektrischen Maschine durchgeführt werden, sind in Kapitel 3.5.2 näher erläutert. Die Untersuchungen im Frequenzbereich bei drehender Welle beschreibt dieser Abschnitt. Am Prüfstand wird hierzu ein

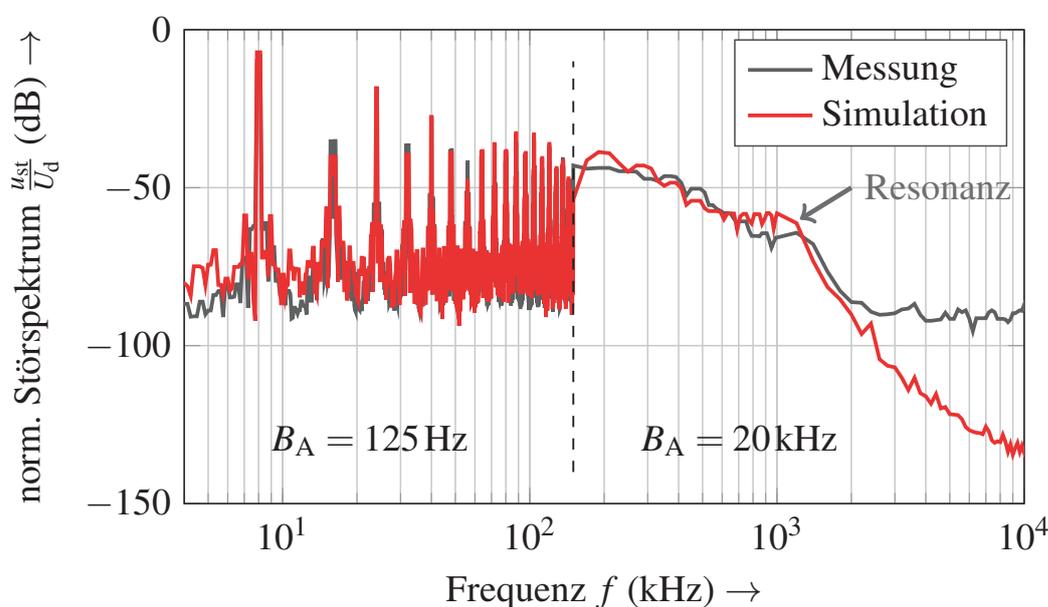


Abbildung 6.1: Vergleich des simulierten und des gemessenen Störspektrums (Peak) der Common-Mode-Spannung, abgegriffen am Sternpunkt der CIM gegen Masse

Spektrumsanalysator, in diesem Fall der EMI-Test-Receiver R&S ESR-3, eingesetzt. Die Messung des Sternpunkts gegen Masse bei einer Drehzahl von $n = 0,2n_{\max}$ und bei einem Drehmoment $M = 0\text{Nm}$ wird in Abbildung 6.1 dargestellt. Zusätzlich ist die Simulation zur Validierung mit der Messung angegeben. Bei kleinen Frequenzen $8\text{kHz} \leq f \leq 150\text{kHz}$ sind die einzelnen Peaks der Schaltfrequenz f_c und deren Harmonische zu erkennen. Im größeren Frequenzbereich ist dies nicht mehr der Fall, da die Auflösesebandbreite B_A erhöht wird. Deshalb sind nur noch die Peakwerte zu erkennen. Die Änderung der Auflösesebandbreite erklärt auch den Sprung in den Kennlinien bei $f = 150\text{kHz}$. Messung und Simulation stimmen bis zu einer Frequenz von $f = 1\text{MHz}$ überein. Die geringe Differenz im Frequenzbereich $400\text{kHz} < f < 600\text{kHz}$ ist durch den Einfluss des Grundrauschpegels erklärbar. Dieser führt zu einer Erhöhung des gemessenen Störpegels im Vergleich zur Messung, da sich beide überlagern. Dies wird vor allem bei den Messungen der Lagerspannung deutlich. Bei größeren Frequenzen tritt dieser Effekt durch die Resonanz in Messung und Simulation in den Hintergrund.

Die Abweichungen zwischen Messung und Simulation bei höheren Frequenzen sind auf zwei Ursachen zurückzuführen. Zum einen tritt die Resonanz der Messung bei $f = 1,24\text{MHz}$, die aus den Überschwingern durch die HVL entsteht, in der Simulation schon bei einer Frequenz von $f = 1\text{MHz}$ auf. Diese Abweichung führt zu einer Parallelverschiebung der Kennlinien um 240kHz . Nach der Resonanzfrequenz fallen beide Kurven sehr stark ab, wobei der Pegel der Messung ab einer Frequenz von $f = 3\text{MHz}$ konstant bleibt. Da die Messungen mit einem Tastkopf mit einer Spannungsteilung von $U_T = \frac{1}{100}$ und 40dB -Dämpfungsgliedern durchgeführt werden muss, ist der Grundrauschpegel bei zirka -90dB (siehe Anhang A.3, Abbildung A.8). Aus diesem Grund kann das Spektrum bei sehr hohen Frequenzen in der Messung nicht weiter absinken. Diese Einschränkung ist in der Simulation nicht gegeben. Daher weicht die Simulation ab der Frequenz $f = 3\text{MHz}$ von der Messung ab. Diese Erkenntnis bedeutet des Weiteren, dass eine Untersuchung bei Frequenzen $f > 3\text{MHz}$ bei dieser Konfiguration durch Simulationen erfolgen muss.

Als zweite Größe muss die Lagerspannung der CIM betrachtet werden. Abbildung 6.2 zeigt diese im Vergleich zur Simulation. Das Spektrum ist um zirka 20dB geringer als das gemessene der Sternpunktspannung. Dieses kann bis zu einer Frequenz von $2,2\text{MHz}$ aufgenommen werden. Bei höheren Frequenzen kommt der hohe Grundrauschpegel wieder ins Spiel und führt zu einer Veränderung des gemessenen Pegels (siehe Anhang A.3, Abbildung A.8). Der Unterschied von 800kHz zur Sternpunktspannung kommt vom geringeren Pegel der Lagerspannung.

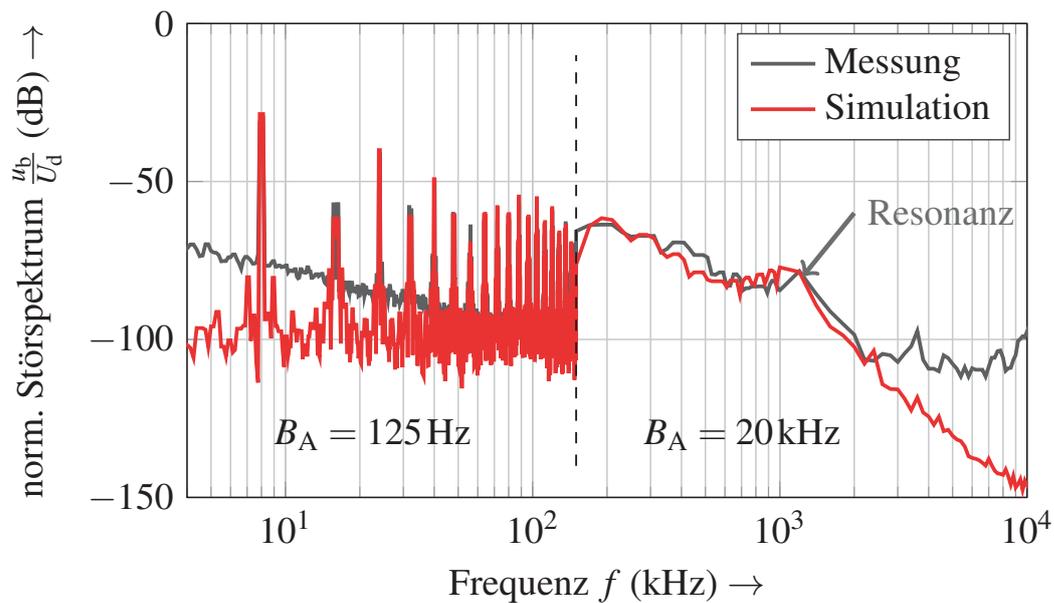
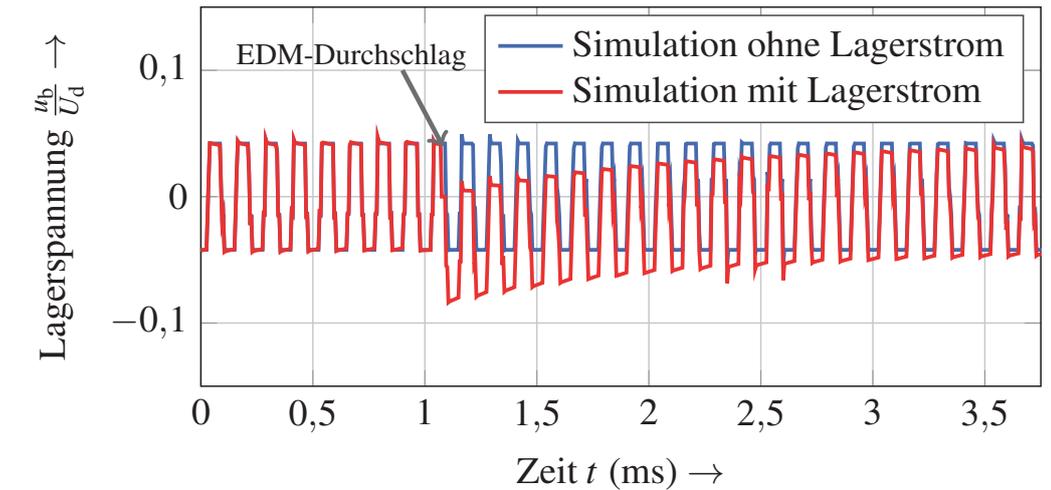


Abbildung 6.2: Vergleich des simulierten und des gemessenen Störspektrums (Peak) auf der Welle der CIM bei einer Drehzahl $n = 0,2n_{\max}$ und einem Drehmoment $M = 0\text{Nm}$

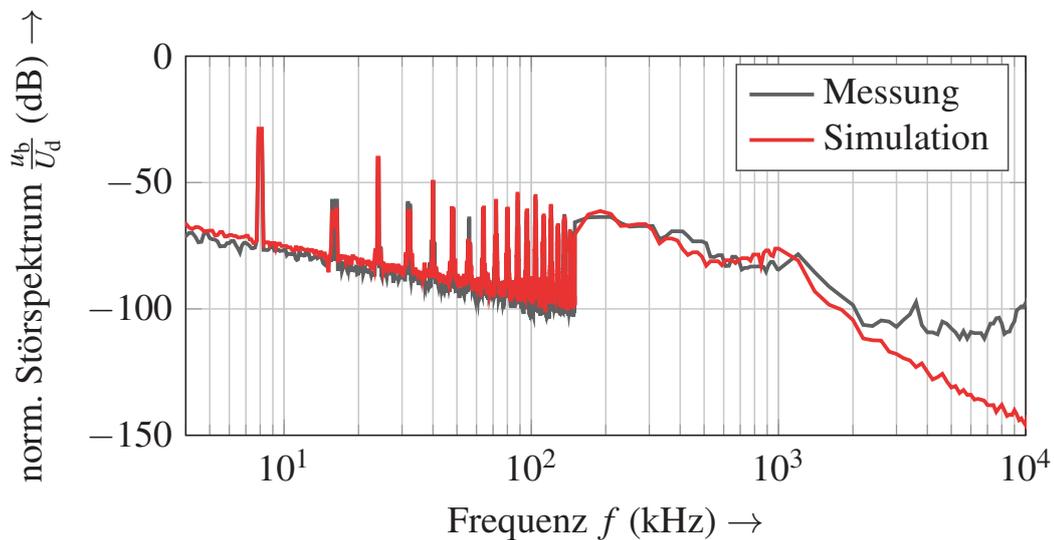
Die Simulation stimmt mit den gemessenen Werten gut überein, wobei eine Besonderheit bei der Gegenüberstellung auffällt. Der Grundpegel der Messung bei niedrigen Frequenzen ist deutlich höher als in der Simulation und fällt mit ansteigender Frequenz um 20 dB pro Dekade ab. Dies kann über den realen Verlauf der Lagerspannung erklärt werden. In der elektrischen Maschine treten durch die hohe Spannung auf der Welle EDM-Lagerströme auf. Abbildung 6.3 (a) zeigt einen Vergleich zweier simulierter Lagerspannungen mit und ohne Lagerstrom. Sobald ($t = 1,08\text{ms}$ in Abbildung 6.3 (a)) ein elektrischer Entladevorgang im Lager auftritt, baut sich sofort die Spannung ab und bleibt zunächst bei einer Spannung $u_b = 0\text{V}$. Erst mit dem nächsten Takt der drei Halbbrücken entsteht wieder eine Lagerspannung. Diese reduziert ihren Gleichanteil mit fortlaufender Zeit, da der Widerstand der Lager für diesen Zeitraum geringer ($1 - 10\text{M}\Omega$) ist als vor dem Durchschlag ($\text{G}\Omega$) [48]. Daraus folgt die Identifizierung der EDM-Ströme über den Spannungsverlauf, da die Spannung auf der Welle eigentlich nie den Wert Null annimmt. Insgesamt werden zwei Durchschläge pro Grundschwingungsperiode simuliert. Die Anzahl der Durchschläge pro Periode wurde so gewählt, dass die Simulation die Messung widerspiegelt.

Abbildung 6.3 (b) zeigt das Frequenzspektrum der Simulation mit Lagerströmen im Vergleich zur Messung am Prüfstand. Die Simulation bildet nun zusätzlich

zu den Spitzen der Taktfrequenz auch den Abfall des Grundpegels um 20 dB pro Dekade ab. Diese Durchschläge in den Lagern haben eine sehr hohe Spannungssteilheit zur Folge. Durch das niederfrequente Auftreten der EDM-Ströme im Vergleich zur Taktung ist nur noch der Abfall von 20 dB pro Dekade im dargestellten Frequenzbereich zu sehen. Dieses Spektrum wird nach dem Superpositionsprinzip der eigentlichen Lagerspannung, die aus der Common-Mode-



(a)



(b)

Abbildung 6.3: Vergleich des zeitlichen Verlaufs der simulierten Lagerspannung u_b mit und ohne Lagerstrom (a) und Auswirkung auf das Spektrum auf der Welle im Vergleich zur Messung (b)

Spannung entsteht, überlagert. Aus diesem Grund ist in Abbildung 6.3 (b) nun der lineare Abfall des Grundpegels im Frequenzbereich $5 \text{ kHz} < f < 100 \text{ kHz}$ in der Simulation vorhanden. Deshalb spiegelt die Simulation die Messung wider. Die Messung der Lagerströme, wie Anhang A.3 erläutert, zeigt wie bereits beschrieben, dass in der untersuchten konventionellen Maschine EDM-Ströme vorhanden sind (siehe Abbildung 6.4). Die Spannung fällt beim Beginn des Entladevorgangs über das Lager auf Null. Der Stromverlauf wird durch die Messung beeinflusst, da die Induktivität und die Kapazität des Messdrahts eine Rolle spielt [11]. Im Lager selbst kann daher von einem noch größeren Strom ausgegangen werden, der aber nicht zu messen ist. Eine Aussage über die Gefährlichkeit der Lagerströme erfolgt über die Gleichungen (2.2) und (2.3). Die Berechnungsmethode nach Mütze [11] ergibt eine Stromdichte von $J_b = 0,1 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$. Dieses Resultat

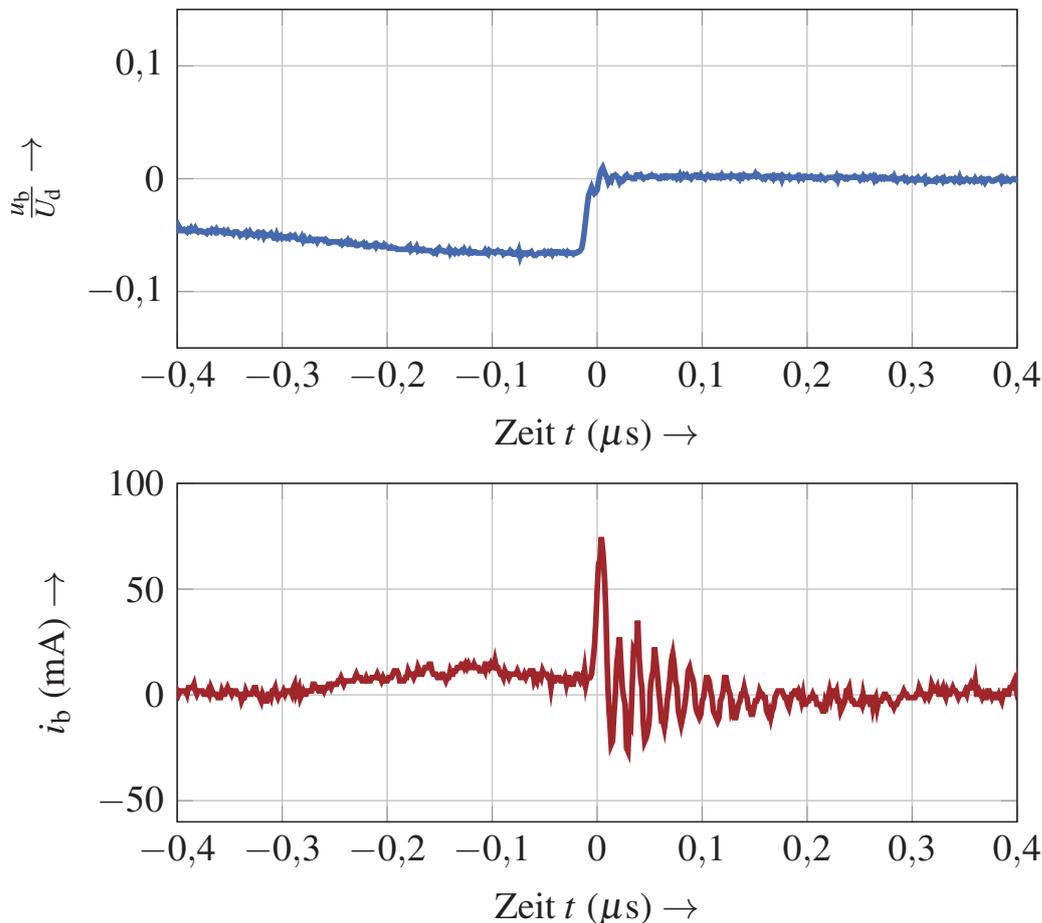


Abbildung 6.4: Zeitlicher Verlauf der gemessenen Lagerstromspannung u_b und des Lagerstroms i_b bei einer Drehzahl $n = 0,2 n_{\max}$ und einem Drehmoment $M = 0 \text{ Nm}$

ist nach [47] als grenzwertig einzuschätzen. Daher muss zusätzlich die Energie betrachtet werden. Dieses Verfahren ermittelt einen Wert im nJ-Bereich, was sich mit der numerischen Auswertung der Messung deckt. Aus diesen Ergebnissen folgt, dass die Energie nach den Grenzwerten von [52] nicht für ein Pitting der Laufbahnen ausreicht. Für eine noch fundiertere Aussage über die Gefahr der auftretenden Lagerströme muss die Maschine längere Zeit ($t > 200\text{h}$) am Prüfstand betrieben werden.

Es zeigt sich in der konventionellen Maschine bereits, dass die Lagerströme nicht nur die Lager beeinflussen können, sondern einen expliziten Einfluss auf das gemessene Spektrum im Frequenzbereich haben. Daher sollen die Lagerströme auch mit der EMV-Maßnahme verhindert werden.

6.2 Untersuchung der IM EMC im Frequenz und im Zeitbereich

Im diesem Abschnitt folgt eine Untersuchung der EMV-gerechten elektrischen Maschine in Frequenz- und Zeitbereich. In dieser Maschine ist die Rotorabschirmung, wie in Kapitel 5.4 erläutert, integriert. Für eine bessere Untersuchung sind die Anschlüsse der Schirmung aus dem Gehäuse herausgeführt. Somit besteht die Möglichkeit, die Induktionsmaschine mit und ohne Anbindung des Schirms an Erde zu betreiben. Aus diesem Grund wird zunächst (Kapitel 6.2.1) die IM EMC mit isoliertem Schirm ($Z_{\text{scg}} \rightarrow \infty$) analysiert. Anschließend erläutert Passus 6.2.2 die Ergebnisse der Untersuchung der IM EMC mit geerdeten Schirm. Die Rotorabschirmung wird direkt mit dem Gehäuse verbunden, wodurch sichergestellt ist, dass der Schirm niederimpedant geerdet ist.

6.2.1 IM EMC ohne Schirmanbindung ($Z_{\text{scg}} \rightarrow \infty$)

Als Erstes wird die IM EMC ohne Schirmanbindung am Prüfstand untersucht. Mit dem Ziel der Reduzierung der Lagerspannung wird diese Größe im Folgenden als Maß für die Entkopplung herangezogen. Die Lagerspannung wird mit demselben Aufbau wie bei der CIM gemessen.

Abbildung 6.5 zeigt die Lagerspannung normiert auf die Zwischenkreisspannung. Zusätzlich ist die simulierte Spannung dargestellt. Die gemessene Spannung wird bereits mit dem ESB aus Abbildung 4.18 präzise vorhergesagt. Das

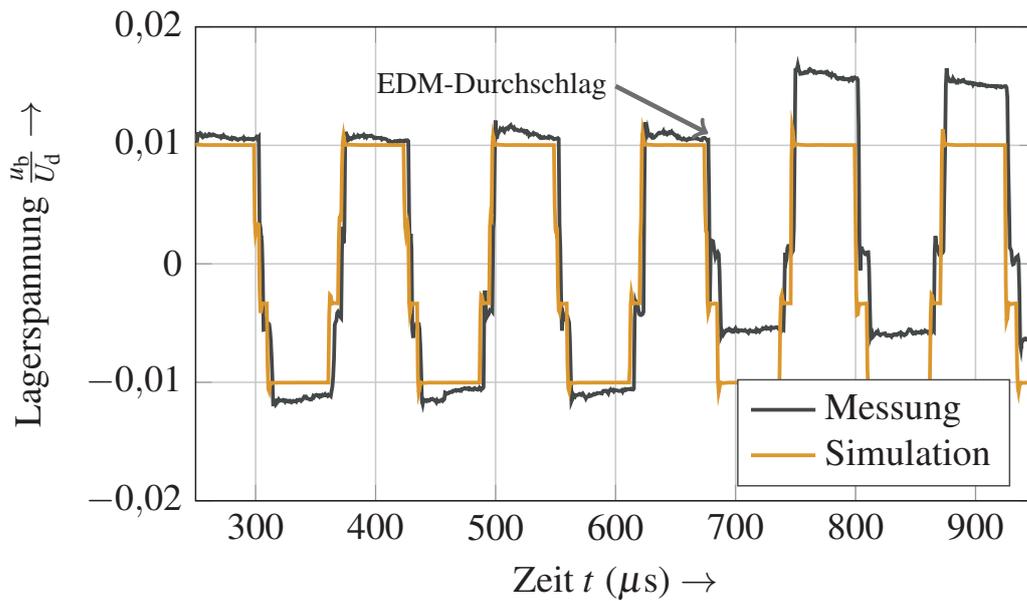


Abbildung 6.5: Vergleich der Messung und der Simulation der Lagerspannung ohne parasitäre Koppelkapazität C_{wr} mit einem Schirm ohne Anbindung ans Gehäuse bei einer Drehzahl von $n = 0,2 n_{max}$ und einem Drehmoment $M = 0 \text{ Nm}$ bei $U_d = 360 \text{ V}$

Lagerspannungsverhältnis aus der analytischen Berechnung und der Simulation stimmen mit dem Wert

$$\frac{u_{b,sim}}{u_{cm}} = 2,0\% \quad (6.1)$$

überein. Beide Werte sind aber kleiner als die gemessene Spannung, die bei einem Wert von

$$\frac{u_{b,mess}}{u_{cm}} = 2,2\% \quad (6.2)$$

liegt. Der Unterschied zwischen Simulation und Messung lässt sich mit der Vernachlässigung des Pfads von der Wicklung direkt auf den Rotor zurückführen. Der Faradaysche Käfig unterbindet eine direkte Kopplung der Wickelköpfe mit den Kurzschlussringen des Rotors. Dennoch kann eine sehr geringe Kopplung ($C_{wr} \approx 1 \text{ pF}$) über den Luftpfad entstehen, wie in der Darstellung 6.6 eingezeichnet ist. Diese Kopplung besitzt einen Einfluss auf die Lagerspannung. Aus diesem Grund ist die gemessene Spannung höher als die simulierte.

Des Weiteren unterscheidet sich die gemessene von der simulierten Spannung ab einer Zeit $t = 677 \mu\text{s}$. Dies ist den immer noch vorhandenen Lagerströmen ge-

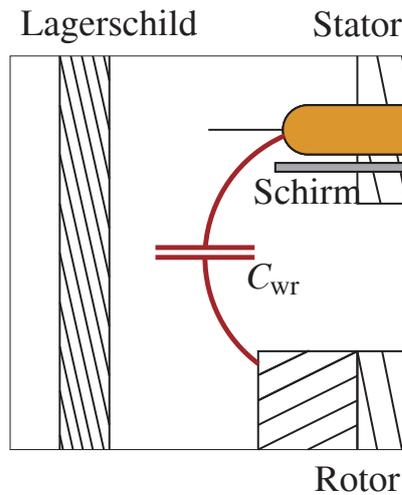


Abbildung 6.6: Detailbetrachtung der parasitären Kopplung der Wicklung auf den Rotor über den Wickelkopf mit Berücksichtigung der Rotorabschirmung

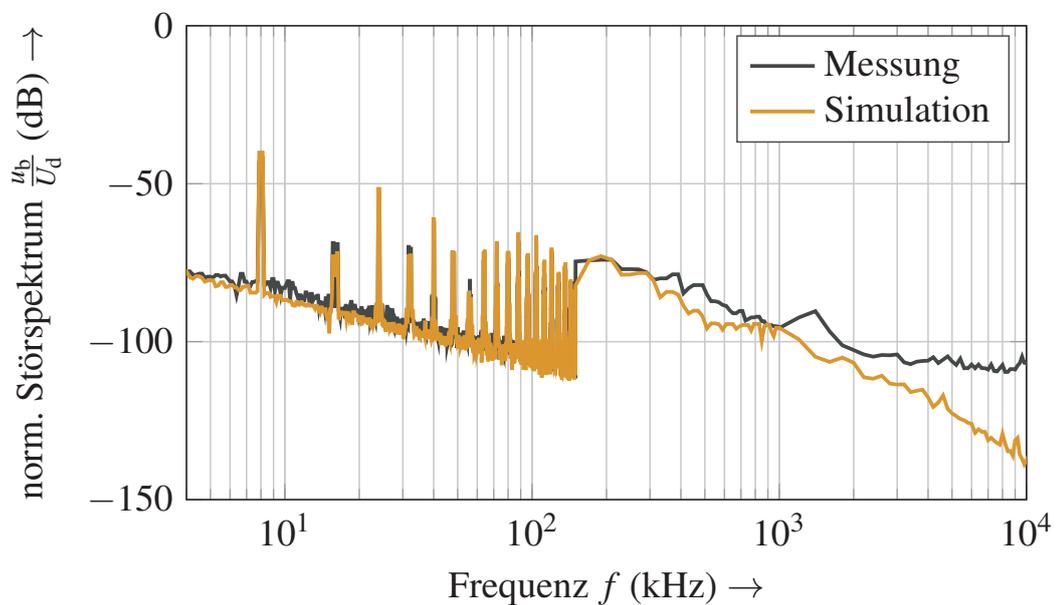


Abbildung 6.7: Vergleich von Messung und Simulation des leitungsgebundenen Störspektrums (Peak) auf der Welle mit einem Schirm ohne Anbindung ans Gehäuse bei einer Drehzahl von $n = 0,2n_{\max}$ und einem Drehmoment $M = 0\text{Nm}$

schuldet. Es tritt ein EDM-Strom auf, und somit baut sich die Spannung zu Null ab. Mit dem nächsten Impuls durch den PWR existiert wieder eine Spannung auf der Welle. Deshalb kommt es hier zu einem parallelen Versatz von Messung und Simulation, der erst mit der Zeit wieder abgebaut wird.

Dies ist auch im leitungsgebundenen Störspektrum auf der Welle, welches in Abbildung 6.7 zu sehen ist, wieder zu erkennen. Da der Grundpegel wiederum um 20 dB pro Dekade bei niedrigen Frequenzen abfällt, treten auch bei dieser Konfiguration Lagerströme auf. Die Simulation kann ebenso wie schon im Kapitel zuvor die Messung wiedergeben, wobei auch hier der Einfluss durch die Messtechnik bei großen Frequenzen durch den hohen Grundrauschpegel zu erkennen ist. Das ESB der Rotorschirmung ist dadurch validiert. Im Vergleich mit dem Spektrum der Welle bei der CIM ist die Kennlinie der IM EMC geringer (vgl. hierzu Abb. 6.3). Eine ausführliche Diskussion dieser Gegenüberstellung ist in Kapitel 6.3 zu finden.

6.2.2 IM EMC mit geerdetem Schirm ($Z_{scg} \rightarrow 0$)

Im Anschluss an die Darstellung der Wirksamkeit des Schirms ohne Anbindung an Erde wird nun im Folgenden die Rotorschirmung geerdet, was zu einer Verbesserung der Lagerspannung führen soll. Diesbezüglich ist in Abbildung 6.8 diese Spannung aus Simulation und Messung zu sehen. Der Effekt der Erdung

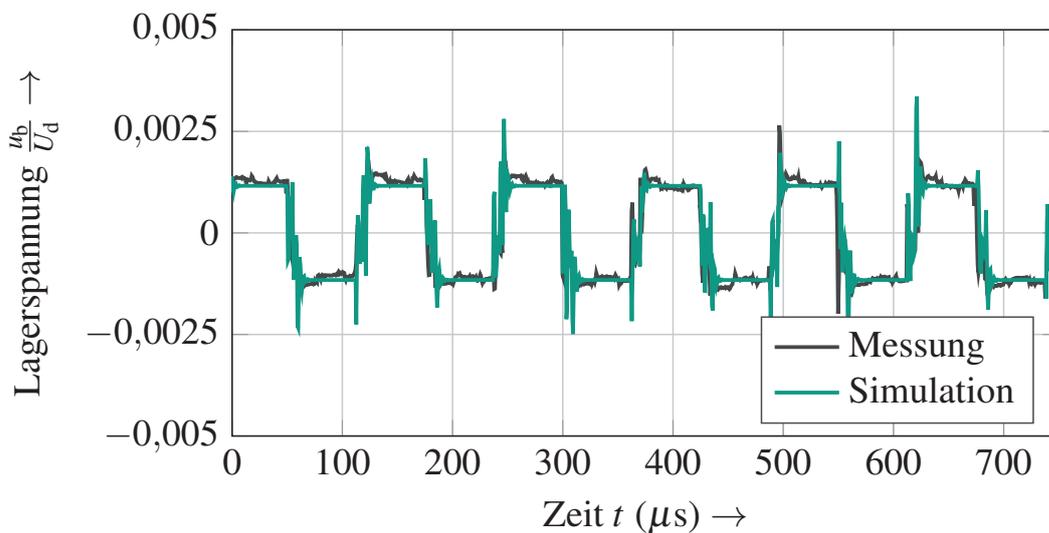


Abbildung 6.8: Vergleich der Lagerspannung von Messung und Simulation mit einem geerdeten Schirm bei einer Drehzahl von $n = 0,2 n_{\max}$ und einem Drehmoment $M = 0 \text{ Nm}$ bei $U_d = 360 \text{ V}$

ist deutlich zu erkennen, da die Spannung im quasi-stationären Bereich auf ein BVR von

$$\frac{u_{b,\text{mess}}}{u_{\text{cm}}} = \frac{u_{b,\text{sim}}}{u_{\text{cm}}} = 0,249\% \quad (6.3)$$

reduziert wird. Die Schirmung kann somit den Rotor von der Wicklung entkoppeln. Nach der Theorie und dem ESB aus Abbildung 4.18 sollte die Spannung bei Null liegen. Weil jedoch eine Kopplung zwischen Wicklung und Rotor über die Luft am Wickelkopf vorhanden ist, wie im vorherigen Abschnitt bereits erläutert, bleibt eine restliche quasi-stationäre Spannung auf der Welle bestehen. Mit der Berücksichtigung der Kapazität $C_{\text{wr}} = 1 \text{ pF}$ kann die Simulation diese Spannung abbilden. Zusätzlich ist ein Spannungsüberschwinger zu erkennen, was in der Messung erst durch einen kleineren Messbereich erfolgt. Daher zeigt Abbildung 6.9 eine Detailbetrachtung der Lagerspannung für eine Flanke. Bei jedem Schaltvorgang tritt ein starkes Schwingen auf der Spannung auf. In der Simulation kann dies wiedergegeben werden, indem die Leitungen HF-technisch richtig modelliert werden (siehe Abbildung 6.10). Der Kondensator in diesem ESB stammt von der Verwendung mehrerer gegeneinander isolierter Leiter für die Herausführung des Schirms. Diese Anordnung bildet eine seriellen Schwing-

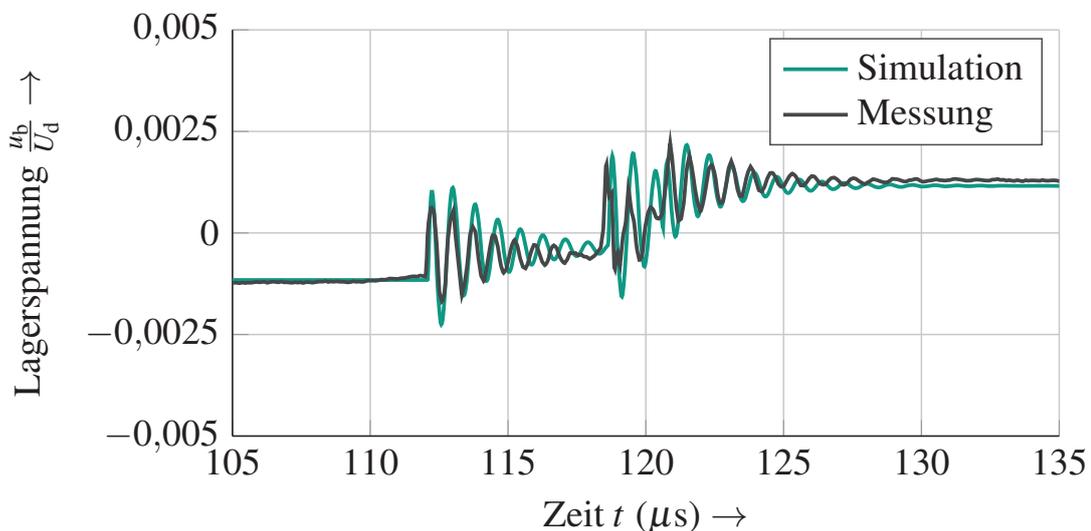


Abbildung 6.9: Detailbetrachtung einer Flanke der Lagerspannung von Messung und Simulation mit einem geerdeten Schirm bei einer Drehzahl von $n = 0,2n_{\text{max}}$ und einem Drehmoment $M = 0 \text{ Nm}$ bei $U_{\text{d}} = 360 \text{ V}$

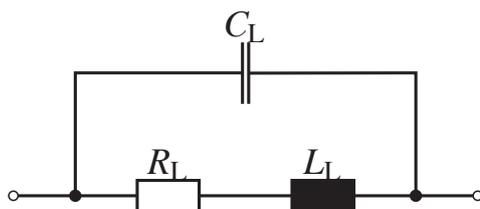


Abbildung 6.10: Modell der Anschlussleitung für die Simulationen in LTspice

kreis, der für dieses Überschwingen verantwortlich ist. Mathematisch wird dies in Anhang A.6 genauer erläutert.

Dies ist auch in der Analyse des Frequenzbereichs zu erkennen, was in Abbildung 6.11 dargestellt ist. Bei einer Frequenz von $f = 1,3\text{ MHz}$ tritt eine Resonanz auf, welche das Überschwingen im Zeitbereich widerspiegelt. Diese Resonanz erhöht das Spektrum sehr stark. Die Verkleinerung der Länge der Anschlussleitungen kann diese Resonanz vermeiden beziehungsweise nach außerhalb des Messbereichs verschieben. Des Weiteren ist in der Darstellung zu erkennen, dass die Simulation die Messergebnisse sehr gut wiedergibt. Diesmal

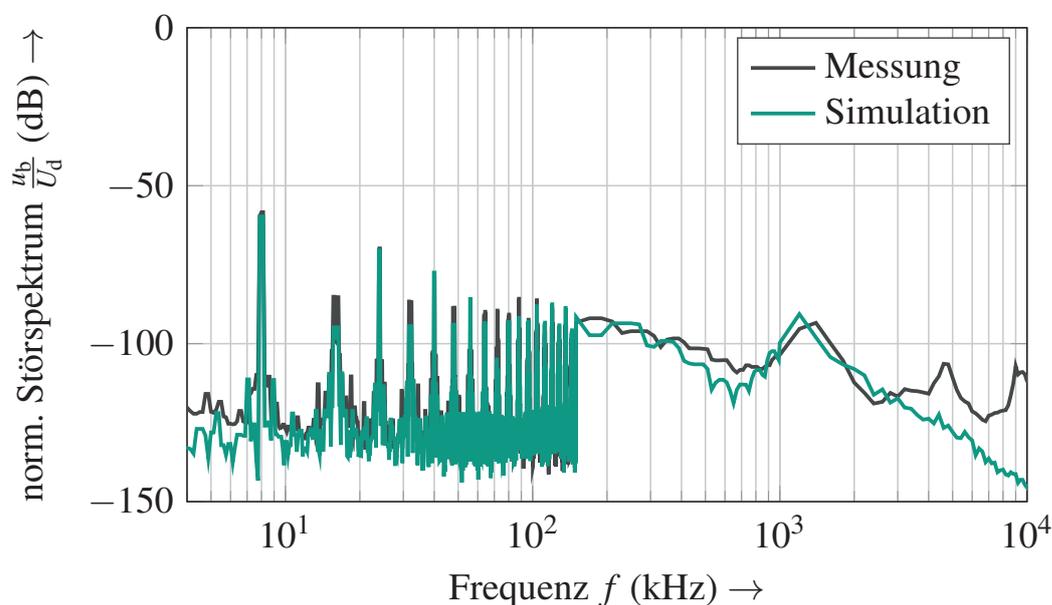


Abbildung 6.11: Vergleich von Messung und Simulation des leitungsgebundenen Störspektrums (Peak) der Welle mit einem geerdeten Schirm bei einer Drehzahl von $n = 0,2n_{\max}$ und einem Drehmoment $M = 0\text{ Nm}$ – siehe Abbildung 6.7 zum Vergleich

tritt auch die Sättigung des Spektrums durch den hohen Grundrauschpegel erst ab einer Frequenz von $f = 8 \text{ MHz}$ auf, weil es bei dieser Messung möglich ist, das 40 dB-Dämpfungsglied bei der Aufnahme der Lagerspannung im Frequenzbereich aus dem Aufbau zu entfernen. Durch den Schirm liegt der Peakwert bei $f = 8 \text{ kHz}$ unterhalb des Grenzwerts für den Eingang des EMI-Test Receivers. Daraus folgt auch die Reduzierung des Grundrauschpegels um 40 dB. Jedoch sind Resonanzen des Prüfstands ab einer Frequenz von $f = 5 \text{ MHz}$ in der Messung zu erkennen, was zu einer Abweichung zwischen Simulation und Messung führt.

Insgesamt ist der Effekt des geerdeten Schirms deutlich bemerkbar. Der Maximalpeak im Vergleich zur IM EMC ohne Anbindung des Schirms ist um 20 dB gesunken. Dieser Vergleich in Zeit und Frequenzbereich wird nun im Folgenden noch näher erläutert.

6.3 Gegenüberstellung der CIM und der IM EMC

In den beiden vorherigen Abschnitten wird der Vergleich von Simulation und Messung präsentiert, jedoch werden die Maschinen noch nicht miteinander verglichen. Dies folgt in diesem Abschnitt. Dabei stellt Abschnitt 6.3.1 die Lagerspannung, die für die elektromagnetische Verträglichkeit eine entscheidende Rolle spielt, für die drei Anordnungen gegenüber. Anschließend werden das maximale Drehmoment bei geerdetem Schirm mit der konventionellen Maschine (siehe Abschnitt 6.3.2) und das Wirkungsgradkennfeld beider Maschinen verglichen (siehe Kapitel 6.3.3). Abschließend erläutert Kapitel 6.3.4 die Erkenntnisse aus der Temperaturüberwachung und der Sichtprüfung bei der IM EMC.

6.3.1 Vergleich der Lagerspannungen

Die Lagerspannung der elektrischen Maschine ist verantwortlich für Lagerdurchschläge und ein Indiz für die EMI-Belastung durch den Antrieb. Deshalb stellen die Reduzierung der Spannung und die Vermeidung der Lagerströme Ziele dieser Arbeit dar. Abbildung 6.12 zeigt eine Gegenüberstellung der drei Maschinenvarianten, die im vorherigen Abschnitt vorgestellt werden. Alle drei Messungen werden bei gleichen Bedingungen ($n = 0,2n_{\max}$ und $M = 0 \text{ Nm}$) durchgeführt. Die Spannung bei der konventionellen Maschine ist mit Abstand am größten. Der isolierte Schirm reduziert die stationäre Spannung um den Faktor

$$\frac{u_{b,CIM}}{u_{b,IMEMC,Z \rightarrow \infty}} = 4,4. \quad (6.4)$$

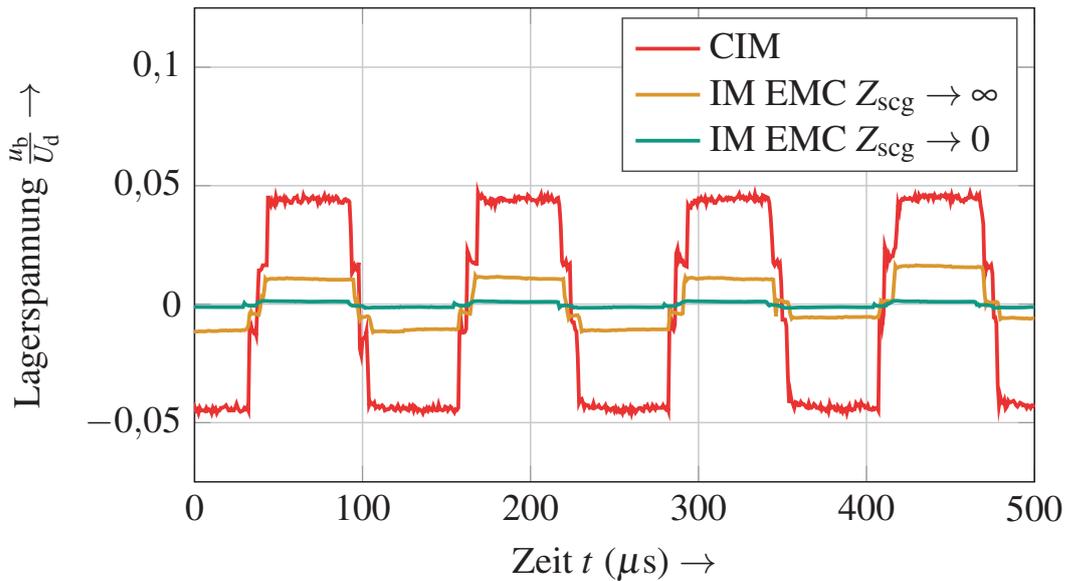


Abbildung 6.12: Gegenüberstellung der drei gemessenen Lagerspannungen für die CIM, die IM EMC ohne Anbindung des Schirms an Bezugspotential und die IM EMC mit geerdetem Schirm bei $U_d = 360 \text{ V}$

Daraus folgt, dass nur durch die Einbringung eines Schirms in die elektrische Maschine das elektrische Potential auf der Welle verkleinert wird, da dieser eine zusätzliche serielle Kapazität im BVR bildet. Trotzdem ist die Spannung $u_b > u_{th}$ größer als die Grenzwertspannung für Lagerströme, was zur Folge hat, dass bei dieser Anordnung weiterhin EDM-Ströme auftreten.

Erst mit der Erdung der Rotorschirmung und des dadurch resultierenden Kurzschluss des Spannungsteilers aus dem parasitären ESB (siehe Abbildung 4.18) wird es möglich, Lagerströme in dieser elektrischen Maschine zu vermeiden. Die Lagerspannung beträgt $u_b = 0,0026 U_d$ und ist somit so gering, dass keine Durchschläge in den Lagern entstehen. Dies ist im Vergleich zur CIM eine Verbesserung von

$$\frac{u_{b,CIM}}{u_{b,IMEMC,Z \rightarrow 0}} = 34 \quad (6.5)$$

für die IM EMC mit Erdung. Aus diesem Grund ist die Rotorabschirmung wirksam gegenüber Lagerströmen, und die beiden Ziele der Verringerung der Lagerspannung und der Vermeidung der Lagerströme sind erfüllt.

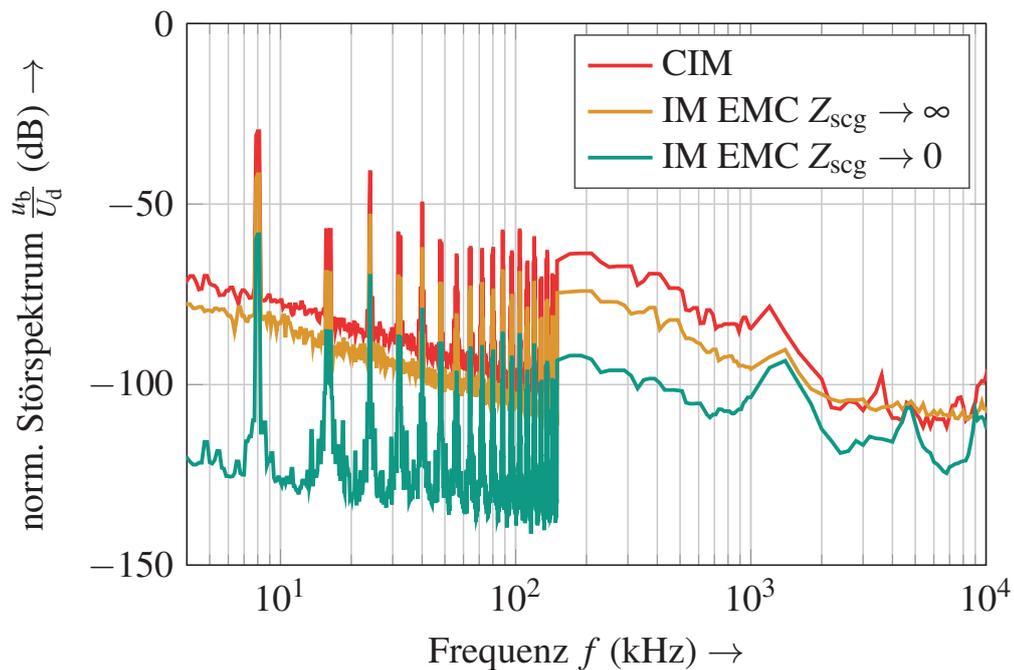


Abbildung 6.13: Gegenüberstellung der drei gemessenen leitungsgebundenen Störspektren (Peak) auf der Welle für die CIM, die IM EMC ohne Anbindung des Schirms an Bezugspotential und die IM EMC mit geerdetem Schirm

Des Weiteren ist ein weiteres Ziel, das EMV-Verhalten im Frequenzbereich von $1 \text{ kHz} \leq f \leq 3 \text{ MHz}$ zu verbessern. Daher sind in Abbildung 6.13 die gemessenen Spektren der jeweiligen Konfiguration für dieselben Bedingungen wie in der vorherigen Darstellung zu sehen. Im Frequenzbereich hat auch die konventionelle Maschine das höchste Störspektrum, und der Einfluss der Lagerströme wird ersichtlich durch den deutlichen Abfall von 20 dB pro Dekade des Grundpegels. Dieser Effekt ist auch in der IM EMC ohne Anbindung des Schirms an Masse zu sehen. Der Pegel hingegen verringert sich im unteren Frequenzbereich um 12 dB im Vergleich zur CIM. Im oberen Frequenzbereich $150 \text{ kHz} \leq f \leq 1,25 \text{ MHz}$ beträgt die Verringerung lediglich 10 dB. Ab höheren Frequenzen ist durch den Grundrauschpegel, der durch die Messtechnik (Tastkopf und 40 dB-Dämpfungsglied) entsteht, nahezu kein Unterschied messbar. In der Simulation ist aber gezeigt worden, dass die Spektren weiterhin fallen. Daher kann auch in diesem Bereich in der Realität von einer Verbesserung ausgegangen werden. In einigen Anwendungen, wie einer getriebeintegrierten elektrischen Maschine, kann dieser Gewinn im Störspektrum schon dazu führen, dass der elektrische Antriebsstrang EMV-gerecht ist.

6 Validierung am Prüfstand

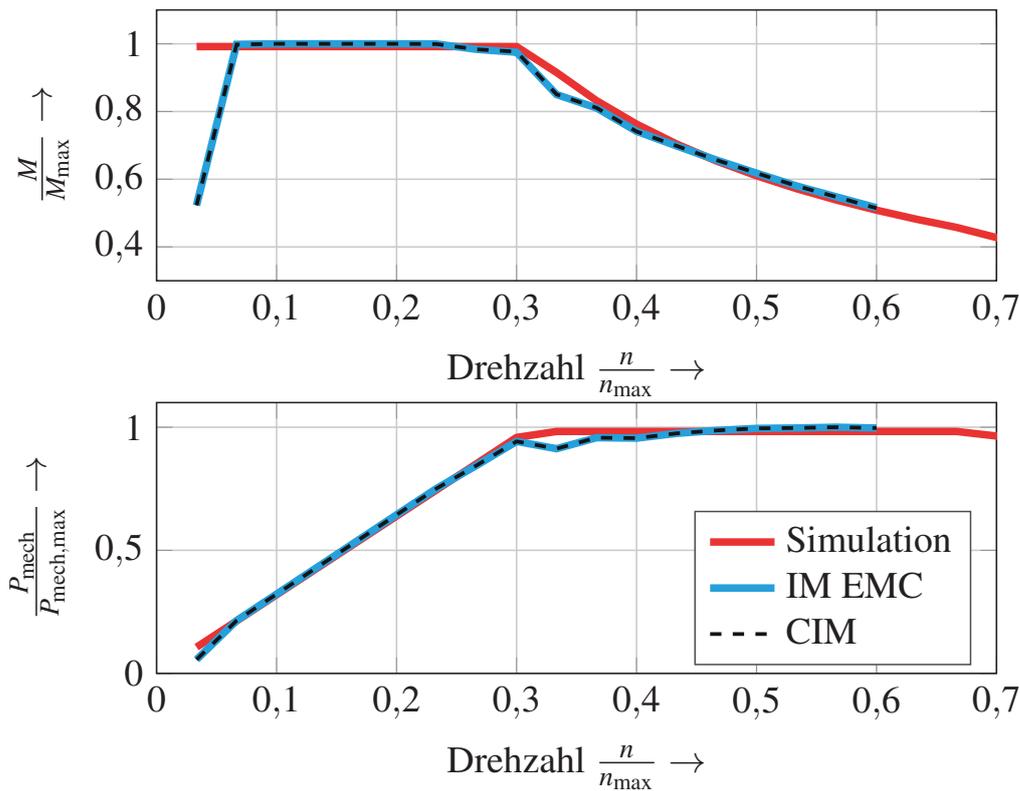


Abbildung 6.14: Vergleich der gemessenen maximalen Drehmomente der CIM, der IM EMC sowie der simulierten Kennlinie

Sobald die Schirmung auf Massepotential liegt, ist der Störpegel noch einmal deutlich geringer als bei den anderen beiden Konfigurationen. Im unteren Frequenzbereich hat das Störspektrum ein Maximum bei 8 kHz von $\frac{u_b}{U_d} = -58,38 \text{ dB}\mu\text{V}$, was um 28,5 dB geringer ist als bei der CIM. Diese Verringerung des Störspektrums bleibt bis zu einer Frequenz $f = 800 \text{ kHz}$ konstant. Anschließend nimmt durch die Überschwinger auf der Lagerspannung (siehe Abbildung 6.9) die Verbesserung gegenüber der CIM ab. Da diese Konfiguration das Dämpfungsglied im Messaufbau nicht benötigt, fällt das Störspektrum nach der Resonanzfrequenz bei $f_{\text{res}} = 1,6 \text{ MHz}$ weiter ab. Jedoch beeinflussen die Störungen durch den Prüfstand die Messungen deutlich. Mit der Verminderung der Überschwinger durch die Erdung verbessert eine IM EMC das leitungsgebundene Störspektrum im gesamten betrachteten Frequenzbereich um bis zu 28 dB gegenüber der CIM.

Die Gegenüberstellung zeigt eine Reduzierung des leitungsgebundenen Störspektrums durch die erarbeitete EMV-Maßnahme. Zusammenfassend ist festzustellen, dass das Störspektrum alleine durch das Einbringen eines Schirms ohne

Anbindung um 12 dB reduziert wird. Die Erdung der Schirmung führt zu einer Verringerung des Frequenzspektrums um 28 dB im Vergleich zur CIM.

6.3.2 Betrachtung des maximalen Drehmoments

Ein weiteres Ziel der Dissertation ist es, eine Verbesserung des EMV-Verhaltens zu erreichen, ohne die Maschinenperformance zu verschlechtern. Diesbezüglich werden im Folgenden das maximale Drehmoment und die maximale Leistung der CIM, der IM EMC und der Simulation aus Kapitel 5 untersucht. Die drei Kennlinien für Drehmoment sowie Leistung sind in Abbildung 6.14 dargestellt. Die beiden gemessenen M - n -Charakteristika und die mechanische Leistung der Maschinen unterscheiden sich nicht. Durch den Aufbau am Prüfstand kann nur bis zu einer Drehzahl von $n = 0,6n_{\max}$ gemessen werden.

Zusätzlich stimmt die Simulation mit der Messung weitestgehend überein. Die Abweichung bei kleinen Drehzahlen stammt von der Implementierung der Leistungselektronik, die nicht den maximalen Strom in diesen Punkten zulässt. Erst ab einer Drehzahl von $n = 0,067n_{\max}$ ist der maximale Strom verfügbar. Aus diesem Grund kann zum einen davon ausgegangen werden, dass der Schirm keinen Einfluss auf Leistung und Drehmoment der elektrischen Maschine hat, was im Folgenden noch mit der Betrachtung des Wirkungsgrads untermauert wird. Zum anderen ist mit der Übereinstimmung von Simulation und Messung das Berechnungswerkzeug aus Kapitel 5.1 zum einen Teil validiert.

6.3.3 Gegenüberstellung des Wirkungsgradkennfelds

Als zweite Größe zur Bewertung der Maschinenperformance betrachtet dieser Abschnitt den Vergleich der Wirkungsgradkennfelder der IM EMC und der CIM. Wie schon in Kapitel 5.2 zu sehen ist, kann der Schirm bei falscher Auslegung einen Einfluss auf den Wirkungsgrad besitzen. Dieser würde dann deutlich geringer als in der konventionellen Maschine ausfallen. Diesbezüglich stellt Abbildung 6.15 den Wirkungsgrad der EMV-gerechten Asynchronmaschine dar. Der Wirkungsgrad erreicht in der Spitze einen Wert von $\eta = 93\%$. Im Vergleich zu den Simulationen aus Abschnitt 5.2 (siehe Abb. 5.3) ist dieses Ergebnis vergleichbar. Außerdem stimmt auch das Auftreten des besten Wirkungsgrads mit den berechneten Werten überein. Daraus folgt, dass der Wirkungsgrad zutreffend berechnet werden kann und somit das Berechnungswerkzeug validiert ist.

Abbildung 6.16 stellt die gemessene Differenz der Wirkungsgrade von IM EMC und CIM dar. Da nur eine geringe Abweichung zwischen den beiden Maschinen

6 Validierung am Prüfstand

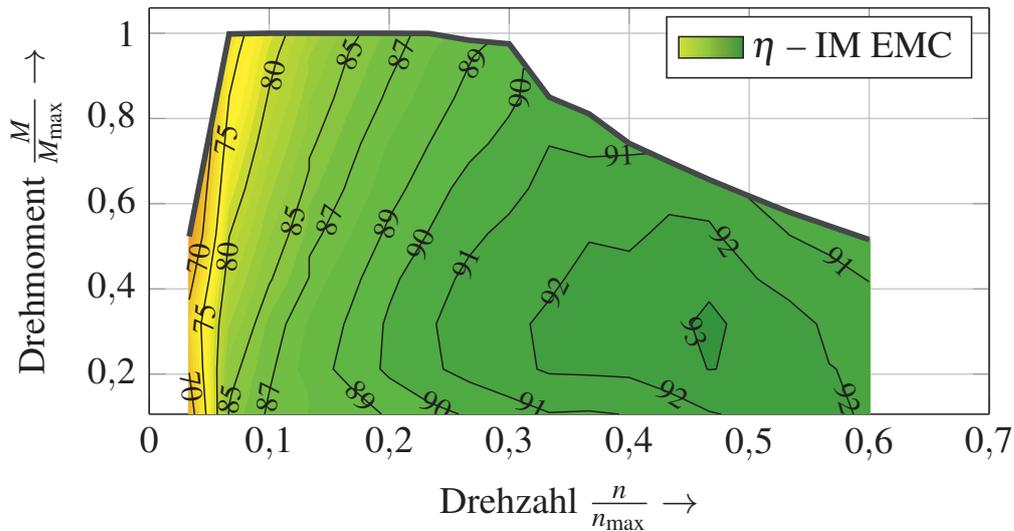


Abbildung 6.15: Wirkungsgradkennfeld der IM EMC

existiert, verhalten sich die beiden Maschinen identisch. Die geringen Abweichungen stammen aus der Messgenauigkeit, die bei geringen Leistungen größere Auswirkungen besitzt.

Aus diesem Grund und aufgrund des gleichen maximalen Drehmoments ist gezeigt, dass die zusätzliche Schirmung keinen Einfluss auf die Kenndaten der Maschine besitzt.

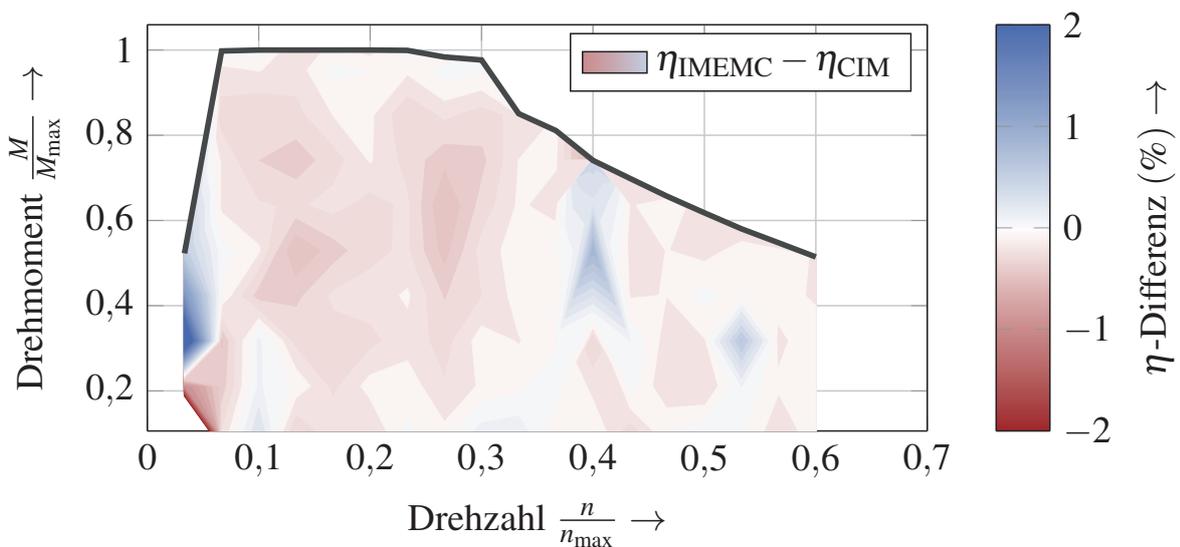


Abbildung 6.16: Gemessene Wirkungsgraddifferenz zwischen der IM EMC und der CIM

6.3.4 Thermische Überwachung und Sichtprüfung

Zusätzlich zu den bereits gezeigten Messungen wurde die IM EMC bei jeder Messung thermisch überwacht. Außerdem wurde die elektrische Maschine mehrfach in verschiedenen thermisch stationären Arbeitspunkten auf der S1-Kennlinie betrieben. Dabei wurde vor allem der Grunddrehzahlbereich nahe des Eckpunkts untersucht, da die Kombination aus Flussverkettung und Arbeitsfrequenz am größten ist. Im Feldschwäcbereich wird der Strom reduziert. Somit ist auch die magnetische Flussdichte durch die Schirmung geringer. Die Temperatur der Schirmung wird über zusätzliche Temperaturmessstellen beobachtet. Diese sitzen auf der Wickelkopfschirmung der elektrischen Maschine, da dies der Hotspot im Vergleich zur Nut ist.

Bei allen Messungen kam es zu keiner Überschreitung der Grenztemperatur des Schirmmaterials. Die beobachteten Temperaturen haben sich unterhalb davon eingependelt. Die Temperatur der Schirmung war außerdem immer geringer als die Wicklungstemperatur. Daraus folgt, dass die Schirmung keine großen Eigenverluste produziert. Die Maßnahme mit der Segmentierung hat sich als erfolgreich dargestellt.

Zusätzlich wurde nach Abschluss aller Messungen eine Sichtprüfung der Schirmung durchgeführt. Diese Prüfung zeigt keine thermische Alterung der Rotorabschirmung. Somit sind keine überhöhten Temperaturen in der gesamten Schirmung aufgetreten. Daraus folgt, dass die Schirmung für die Anforderungen in dieser elektrischen Maschine geeignet dimensioniert ist. Das Design der EMV-Maßnahme mit der Segmentierung der einzelnen Schirmelemente in einer Nut und der Isolierung beider Hälften ist für den Einsatz in einer elektrischen Maschine mit den gezeigten Ergebnissen validiert.

6.4 Fazit

Die Messungen und Validierungen am Prüfstand zeigen, dass die Simulationen in LTspice die Realität widerspiegeln und das Frequenzspektrum darstellen können. Außerdem haben die auftretenden Lagerströme bei der CIM einen Einfluss auf das Frequenzspektrum der Welle, wodurch der Grundrauschpegel im unteren Frequenzbereich erhöht ist und um 20 dB pro Dekade abfällt.

Alleine durch Einfügen eines Schirms lässt sich die Lagerspannung reduzieren. Dies wird durch die Erdung der Schirmung verstärkt. Des Weiteren ist aufgezeigt, dass das ESB der Rotorschirmung in der Simulation die reale Spannung berechnen kann, wobei die Simulation weiterhin den Einfluss der parasitären

Kapazität C_{wr} einbeziehen muss. Die geerdete Schirmung vermeidet Lagerströme und reduziert die Spannung im gesamten Frequenzspektrum um ca. 30dB. Außerdem bleiben die Maschineneigenschaften bei dieser Schirmung erhalten. Auch die Temperaturüberwachung am Prüfstand hat gezeigt, dass sich die Schirmung nicht unerwünscht aufheizt. Der Schirm ist geeignet für den Einsatz in einer elektrischen Maschine als Traktionsantrieb im KFZ dimensioniert. Aus diesen Ergebnissen folgt, dass die Schirmung ihre Wirkung zeigt und alle Ziele der Dissertation erfüllt sind.

Dennoch gibt es weitere Verbesserungspotentiale für zukünftige Arbeiten. Zum einen müssen die Überschwinger bei jedem Impuls des PWRs bei Erdung der Schirmung durch kürzere Anschlussleitungen oder durch deren Vermeidung reduziert werden. In diesem Prototypen wurden diese Leitungen zu Versuchszwecken (isolierter und geerdeter Schirm) aus der Maschine herausgeführt. Diese Überschwinger haben einen negativen Einfluss auf das Frequenzspektrum im MHz-Bereich, was zur Störung im AM-Bereich führen könnte. Zum anderen kann über eine komplette Schirmung der Wickelköpfe eine zusätzliche Verbesserung erfolgen. Diese Änderung vermeidet die parasitäre Kapazität C_{wr} , was zu einer nochmaligen Reduzierung der Spannung auf der Welle gegenüber Masse führen würde. Dies zeigt Abbildung 6.17 im Vergleich zur Simulation aus Darstel-

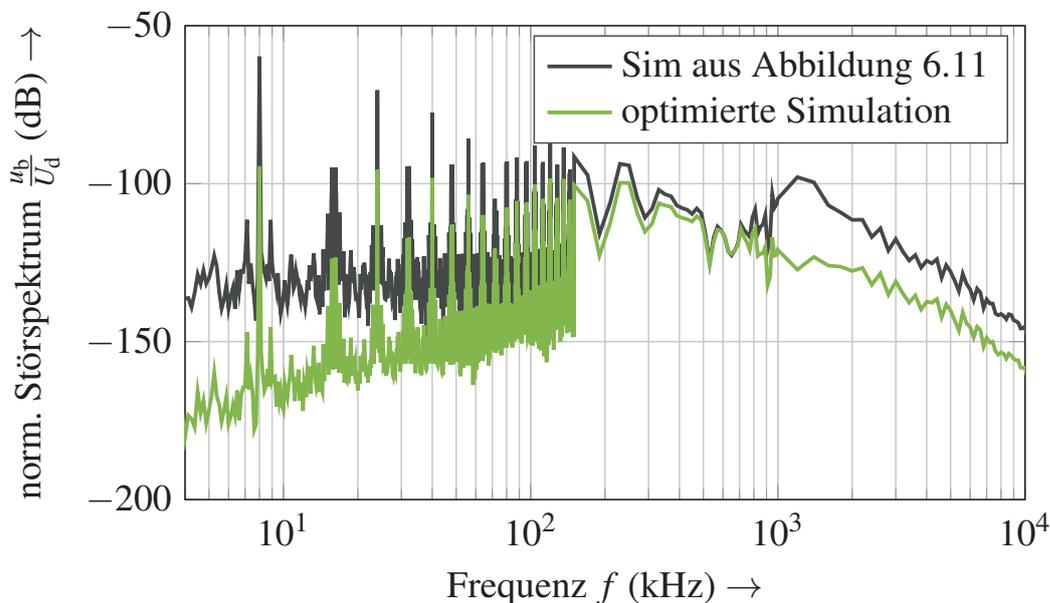


Abbildung 6.17: Simulation mit zusätzlicher Wickelkopfschirmung und verkürzter Anschlussleitung im Vergleich zur Simulation aus Abb. 6.11

lung 6.11. Durch die Verringerung der Kapazität C_{wr} wird das Störspektrum bei den niedrigen Frequenzen verkleinert, und durch Vermeidung der Überschwin-ger kann eine Verbesserung um 20 dB in der Resonanzfrequenz $f_{res} = 1,6\text{MHz}$ erreicht werden.



7

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit liefert durch die Gestaltung einer EMV-gerechten elektrischen Maschine einen wissenschaftlichen Beitrag im Bereich der elektromagnetischen Verträglichkeit des elektrischen Antriebs im Kraftfahrzeug. Durch den pulsierenden Betrieb der Leistungselektronik zur Transformation von Gleich- auf Wechselspannung kommt es im Antriebsstrang zu der Common-Mode-Spannung. Dadurch entsteht eine Spannung auf der Welle der elektrischen Maschine gegenüber Massepotential. Diese Lagerspannung ist verantwortlich für hochfrequente Effekte wie Störungen der Sensorik und des Radioempfangs im Automobil. Des Weiteren können durch diese parasitäre Spannung Lagerströme in der elektrischen Maschine entstehen. Da Maßnahmen im Zweipunkt-Pulswechselrichter die Common-Mode-Spannung nicht gänzlich vermeiden können, erarbeitet diese Dissertation eine Lösung in der elektrischen Maschine.

Hierzu wird zunächst ein Hochfrequenzmotormodell mit der Identifizierung der relevanten Parameter entwickelt. Das Modell besteht aus einem frequenzabhängigen Widerstand und einer frequenzabhängigen Induktivität für die Wicklung sowie allen parasitären Kapazitäten der Maschine. Des Weiteren berücksichtigt das HF-Modell die Eisenverluste bei hohen Frequenzen. Alle Parameter bis auf die Anschlussleitung werden mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode ermittelt. Um die Frequenzabhängigkeit der Ersatzschaltbildparameter abzubilden, ist in der numerischen Berechnung eine Gleichung implementiert. Darüber hinaus muss der Einfluss des Wickelkopfs auf die Kapazität der Wicklung

zum Rotor explizit über eine analytische Approximation ermittelt werden. Dieses Modell zeigt nicht nur im Frequenzbereich, sondern auch im Zeitbereich, dass es die Realität auf Basis der berechneten Parametern sehr gut wiedergeben kann. Dieses Hochfrequenzmotormodell wird anschließend zur Betrachtung von EMV-Maßnahmen mit Hilfe von Spice-Simulationen verwendet. Auf Basis der CISPR-25 erfolgt eine Entwicklung der Berechnungsumgebung zur Bewertung verschiedenster Lösungen im Frequenzbereich anhand der Entkopplung von Gleichtakt- zu Lagerspannung. Der Abschlusswiderstand wird im Vergleich zum 50Ω -System vergrößert, weil dieser ansonsten einen enormen Einfluss auf die Ergebnisse der Simulationen hat, was zu einer falschen Einschätzung der Resultate führt. Mit dieser Umgebung werden mehrere EMV-Maßnahmen und deren Einfluss im Frequenzbereich untersucht. Dabei zeigt sich, dass alle Lösungen einen positiven Effekt auf die Entkopplung im Frequenzbereich der elektrischen Maschine besitzen, aber nur ein Schleifkontakt sowie die Rotorabschirmung die gewünschte Verbesserung in der Leistungsdämpfung liefern. Zusätzlich verhindern beide Lösungen bei richtiger Dimensionierung das Auftreten von Lagerströmen. Mit Berücksichtigung von weiteren Faktoren wie zum Beispiel Umwelteinflüssen, Kosten und Bauraum kristallisiert sich die Rotorabschirmung als beste Lösung für die Optimierung des EMV-Verhaltens einer elektrischen Maschine heraus.

Da nun die Rotorabschirmung ein leitfähiges Material als zusätzliche Komponente in den Stator einer elektrischen Maschine integriert, muss eine Auslegung des Designs der Schirmung stattfinden. Zunächst wird ein Berechnungswerkzeug zur Berechnung von Wirkungsgradkennfeldern mit der Finite-Elemente-Methode sowie analytischen Gleichungen vorgestellt. Darauf folgt die Auslegung der Rotorabschirmung, die mit der optimalen Lösung aus EMV-Sicht beginnt. Dadurch entstehen aber im Betrieb sehr hohe Zusatzverluste, die den maximalen Wirkungsgrad im besten Fall um 4% reduzieren. Nicht nur diese Auswirkung auf die Maschine, sondern auch die zu kurze Lebensdauer durch die hohen Ströme in der Schirmstruktur führen zu einer Änderung der Schirmung. Eine Verbesserung bringt die Isolierung der einzelnen Nutschirmungen zueinander, da somit die zirkulierenden Ströme von Nut zu Nut verhindert werden. Dadurch können die Verluste um einen Faktor 600 im Vergleich zur Schirmung mit beidseitigem Kurzschluss reduziert werden, wodurch die Maschineneigenschaften nicht mehr betroffen sind. Jedoch treten weiterhin Wirbelströme in einer Nut auf, die zu einer starken thermischen Belastung des Schirms führen würden. Für die zusätzliche Vermeidung dieses Effekts wird ein segmentierter, einseitig isolierter Schirm als realisierbare Lösung erarbeitet. Diese Lösung zeigt auch in der elektrostatischen Simulation weiterhin ihre Wirkung auf das elektrische

Feld, und die Wirbelströme können mit dem Quadrat der Breite eines Segments reduziert werden. In der realen Umsetzung wird zur besseren Montierbarkeit ein zweigeteilter Schirm, der in der Mitte der Nut die Isolierung besitzt, verwendet. Somit wird dieser von beiden Seiten in die Maschine integriert.

Nach der Montage der EMV-gerechten elektrischen Maschine validieren Messungen am Prüfstand die Simulationsergebnisse. Zusätzlich wird ein Vergleich der EMV-gerechten mit der konventionellen Maschine durchgeführt. Es zeigt sich, dass die Hochfrequenzmodelle in den Simulationen nicht nur den Zeitbereich sehr gut wiedergeben, sondern auch im Frequenzbereich mit den gemessenen Werten bis in den MHz-Bereich übereinstimmen. Dies gilt nicht nur für die konventionelle Maschine, sondern auch für die EMV-gerechte Maschine mit Rotorabschirmung.

Darüber hinaus führt die Integration der Rotorabschirmung ohne Erdung bereits zu einer Reduzierung der Spannung zwischen Welle und Masse um den Faktor 4. Durch die Anbindung des Schirms an das Gehäuse verbessert sich die Entkopplung der Welle nochmals deutlich (Faktor 34). Dies entspricht eine Verbesserung im Frequenzbereich von 28 dB. Dadurch entstehen auch keine Lagerströme mehr, die bei der konventionellen Maschine und bei einem floatenden Schirm vorhanden sind. Durch den Versuchsaufbau und die Möglichkeit die Schirmungsanbindung frei zu wählen, kommt es durch die langen Leitungen zu hochfrequenten Überschwingern der Spannung, was zu einer Verschlechterung im Störspektrum führt. Außerdem hat die parasitäre Kapazität zwischen Wicklung und Rotor trotz der Schirmung einen geringen Einfluss, da sich dennoch eine kleine Kapazität am Schirm vorbei über die Luftstrecken ausbildet. Mit der Vermeidung der Anschlussleitungen und der Vollkapselung der Wickelköpfe kann das Störspektrum auf der Welle nochmals deutlich reduziert werden.

Auf das Maschinenverhalten hat der hinzugefügte Faradaysche Käfig keinen Einfluss. Die Maschinen besitzen denselben Wirkungsgrad und dasselbe maximale Drehmoment, was sich auch mit der Simulation deckt. Mit diesen Ergebnissen ist gezeigt worden, dass die Lagerspannung im gesamten Frequenzbereich reduziert, die Lagerströme vermieden und die Ausgangsperformance der E-Maschine erhalten werden kann.

Diese Arbeit hat den Stand der Technik durch die folgenden Punkte erweitert:

- Eigener hybrider Ansatz zur Bestimmung der hochfrequenten Modellparameter
- Analyse verschiedenster Entstörkonzepte für den Einsatz in einer elektrischen Maschine im HF-Bereich

- Analytische Beschreibung der Rotorisolation und der Rotorabschirmung
- Methodik zur Dimensionierung einer Rotorabschirmung für den Einsatz in einer elektrischen Maschine
- Darstellung der Funktionalität einer Rotorabschirmung für den HF-Bereich

Ausblick

Diese Arbeit zeigt einige neue Ansätze, um eine elektrische Maschine EMV-gerecht zu gestalten. Dabei hat sich eine Rotorabschirmung als beste Lösung dargestellt. Auf Basis dieser Erkenntnisse können zukünftig weitere Arbeiten zu elektrischem Antrieb und EMV im Kraftfahrzeug folgen:

- In dieser Arbeit sind zwei Varianten (Theorie und Praxis) einer Schirmung präsentiert worden. Es stellt sich dennoch die Frage, ob weitere Layouts beziehungsweise Vereinfachungen in der Auslegung ebenfalls zum gewünschten Ziel führen. Außerdem kann dieses Design noch zur Reduzierung von CM-Strömen der elektrischen Maschine erweitert werden.
- Weiterhin geht die Entwicklung der Halbleiter für höhere Schaltfrequenzen und geringere Verluste Richtung Wide-Bandgap-Halbleiter. Dies führt zu neuen Potentialen, aber auch zu neuen Gefahren im Bereich der EMV. Daher liegt ein weiteres Forschungsgebiet in der Untersuchung der Auswirkungen von neuen Halbleitertechnologien auf die EMI des Antriebs und der potentiellen Gegenmaßnahmen wie zum Beispiel der Entwicklung passiver und aktiver Filter.



A

Anhang

A.1 Simulationsmodelle

Da der elektrische Antrieb auf der Drehstromseite aus E-Maschine, Pulswechselrichter (PWR) und Hochvoltleitungen (HVL) besteht, müssen auch diese für die Berechnungen im Zeitbereich modelliert werden. Der PWR ist bekanntlich die Störquelle und steuert pulsdauermoduliert die elektrische Maschine an. Dabei transformiert dieser die Gleichspannung der Batterie in ein dreiphasiges Drehstromsystem. Unter anderem gibt der PWR die Taktfrequenz f_c , den Modulationsgrad M und die Modulationsart vor, die entscheidend für das anregende Frequenzspektrum ist.

Des Weiteren ist ein Abbild der HVL zur Modellierung des Antriebsstrangs notwendig. Da die Leitungen die Pulse von PWR zur EM übertragen, beeinflusst die Anordnung der drei Phasenleitungen die Pulsform. Daher werden die HVL für die Bestimmung der Eigenfrequenzen im Systemverbund analysiert und im Modell beschrieben.

Abschnitt A.1.1 des Anhangs erläutert zunächst das Modell des PWR näher. Anschließend beschreibt der nächste Abschnitt A.1.2 die Modellierung der HVL in Spice, bei der vor allem die Anordnung der Leitungen am Prüfstand eine Rolle spielt.

A.1.1 Modell des Pulswechselrichters

Der Pulswechselrichter besteht aus drei Halbbrücken mit jeweils zwei IGBTs und zwei Dioden (siehe Abbildung A.1), die den Strom Richtung Zwischenkreis führen. Dieser Aufbau mit den Halbleitern ist für einen Schaltvorgang sehr komplex. Vor allem die Modelle für die IGBTs [120, 121] sind sehr detailliert

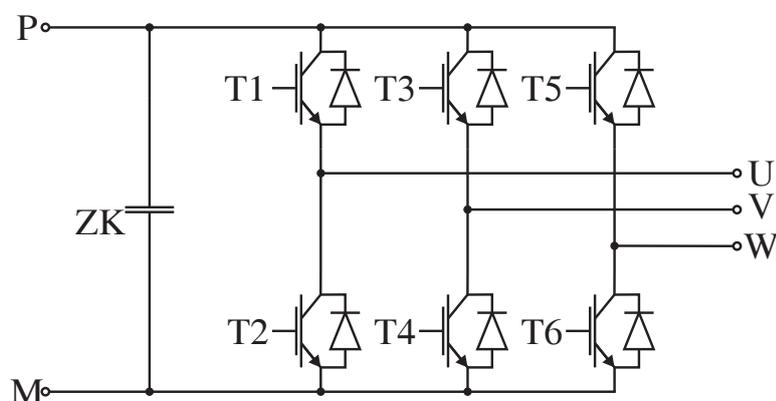


Abbildung A.1: Prinzipdarstellung des PWR

und basieren auf dem physikalischen Aufbau eines Halbleiters, was zu langen Berechnungsvorschriften führt. Deshalb ist die Rechendauer für einen exakten Schaltvorgang sehr hoch. Da die EM als EUT im Fokus steht, können diese komplexen Vorgänge als ideale Schaltvorgänge modelliert werden, was auch durch [39] aufgezeigt ist. Dadurch verringert sich natürlich zum einen die Detailtreue, aber auch zum anderen die Rechenzeit, die im Vordergrund steht.

Einen idealen Schaltvorgang erzeugt eine spannungsgesteuerte Spannungsquelle in LTspice. Zur Beeinflussung des idealen Vorgangs wird in Spice ein zusätzliches RL-Glied verwendet. Nach einem Spannungssprung stellt sich durch die verwendete Spule der Strom wie ein PT1-Glied ein. Der Strom hat einen exponentiellen Verlauf, da die Ausgabe an die Phasen über eine stromgesteuerte Spannungsquelle mit dem Strom durch die Spule als Eingangsgröße erfolgt. Um die richtige Höhe der Spannung ausgeben zu können, wird der Widerstand zu $R = 1\Omega$ gewählt. Der Wert für die Induktivität

$$L = \frac{U_d}{5 \frac{du}{dt}} \quad (\text{A.1})$$

kann für eine Spannungssteilheit $\frac{du}{dt}$, eine Zwischenkreisspannung U_d und mit der Zeitkonstanten für das RL-Glied

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (\text{A.2})$$

bestimmt werden. Da bei einem PT1-Verhalten der Endwert nach einer Zeit $t = 5\tau$ erreicht ist, berücksichtigt Gleichung (A.1) den Faktor fünf.

Für die Pulsdauermodulation wird in LTspice das Unterschwingungsverfahren umgesetzt. Ein Dreieckssignal tastet die Referenzspannung ab, wie Abschnitt 1.3 erläutert. Als Referenzsignal dient ein Supersinus. Da das Unterschwingungsverfahren mit einem Supersinussignal als Referenz dieselben Modulationsgrade und Einschaltvorgänge wie eine Raumzeigermodulation bringt, kann dieses Verfahren als Ersatz in LTspice genutzt werden. Im Vergleich dazu ist in Matlab eine Raumzeigermodulation einfacher zu simulieren als das Unterschwingungsverfahren. Die folgenden Gleichungen erzeugen die Referenzsignale für die getaktete Spannungsbildung in LTspice:

$$\begin{aligned}
u_{\text{ref,u}} &= M \cos(\omega_a t) + \frac{1}{6} M \frac{2}{\pi} \arcsin(\sin(3\omega_a t)) \\
u_{\text{ref,v}} &= M \cos\left(\omega_a t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} M \frac{2}{\pi} \arcsin(\sin(3\omega_a t)) \\
u_{\text{ref,w}} &= M \cos\left(\omega_a t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} M \frac{2}{\pi} \arcsin(\sin(3\omega_a t))
\end{aligned} \tag{A.3}$$

Der erste Teil der jeweiligen Gleichung steht für den Sinus der Arbeitsfrequenz. Der zweite Teil der Gleichung modelliert ein Dreieckssignal mit dreifacher Arbeitsfrequenz. Damit ist der Supersinus als Referenzsignal modelliert, was eine größere Spannungsausnutzung und einen höheren Modulationsgrad $M = \frac{2}{\sqrt{3}}$ als bei Sinus-Dreieck ($M = 1$) zur Folge hat. Diese Referenzsignale können auch als Sinus oder Sinus mit Injektion der dritten Harmonischen (siehe hierzu [19]) ausgeführt werden. Das Abtastsignal

$$u_{\text{ref,T}} = \frac{2}{\pi} \arcsin(\sin(\omega_c t)) \tag{A.4}$$

bildet ein symmetrisches Dreieck mit der Abtastfrequenz f_c in der Kreisfrequenz ω_c ab. Das Dreieckssignal wird im Gegensatz zu den Referenzsignalen mit der Taktfrequenz angesteuert. Alle Gleichungen sind in diesem Fall auf die Zwischenkreisspannung normiert. Zusätzlich zur eigentlichen Ansteuerung werden Verriegelungszeiten zwischen unterem und oberem IGBT in den Formeln berücksichtigt. Wenn beide IGBTs gleichzeitig eingeschaltet sind, würde es zu einem Kurzschluss der Halbbrücke führen. Dieser hätte eine Zerstörung der Halbleiter zur Folge. Daher muss dieser Fall unbedingt verhindert werden. Dies wird durch einen Versatz von Einschaltimpuls zu Ausschaltimpuls garantiert. Mit diesen Gleichungen ist das Modell des Pulswechselrichters komplett beschrieben. Dieses ist sehr abstrahiert von der Halbleiterebene und bildet nur das Verhalten, jedoch keine exakten Schaltvorgänge mit Verlusten ab.

A.1.2 Modell der Hochvoltleitung

Als galvanischer Kopplungspfad für die leitungsgebundenen Störungen zwischen PWR und EM auf der AC-Seite fehlt noch das Modell der HVL. Die Leitungen bilden als einfaches Bauteil dennoch eine wichtige Komponente, da diese Überschwinger und Reduzierungen der Spannungssteilheit $\frac{du}{dt}$ an den Motorklemmen verantwortet. Vor allem die Spannungsüberschwinger am Eingang

des Motors sind für das System von Interesse, da die Isolation auf diese Spannungsüberhöhungen ausgelegt werden muss. Ansonsten entstehen Wicklungsschlüsse, die zu Schäden an der elektrischen Maschine führen. Im Gegensatz zum Fahrzeug, wo die drei Leitungen einzeln betrachtet werden können, da sie räumlich voneinander getrennt liegen, werden die Leitungen mit Einzelschirm am Prüfstand gebündelt. Abbildung A.2 zeigt die Prinzipdarstellung des Aufbaus der drei Leitungen, auf dem das Modell basiert. Zusätzlich zum Aufbau und den Eigenparametern wie Widerstand und Induktivität sind die parasitären Kopplungen, die zur Modellierung zu berücksichtigen sind, dargestellt. Die drei Leitungen haben jeweils eine Kapazität zwischen Leitung und Schirm wie zum

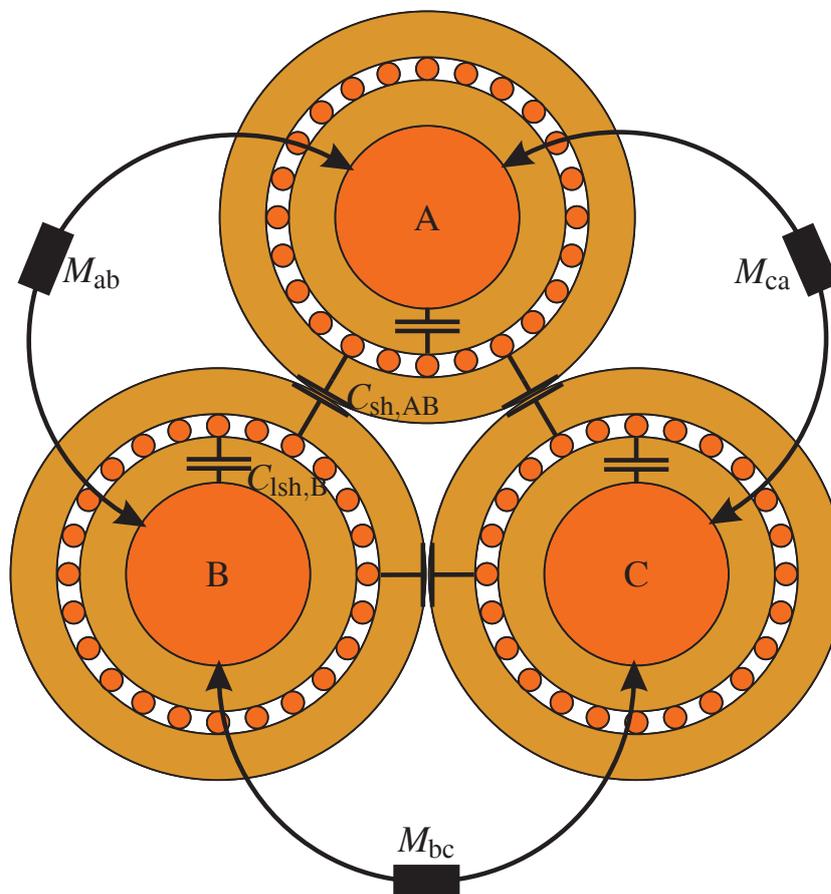


Abbildung A.2: Prinzipdarstellung des HVL-Satzes mit den parasitären kapazitiven Kopplungen zwischen den Schirmen und den Leitungen mit dem Beispiel der Kapazität zwischen Leitung B und Schirm B $C_{1sh,B}$ und der Kapazität zwischen den Schirmen A und B $C_{sh,AB}$ sowie der parasitären magnetischen Kopplungen zwischen den Leitungen M_{abc}

Beispiel $C_{\text{Ish},B}$ für HVL B. Durch die Bündelung am Prüfstand müssen zusätzlich die Kapazitäten zwischen den Einzelschirmen in das Modell aufgenommen werden, da andernfalls eine parasitäre Kopplung vernachlässigt wird.

Da die Schirmwirkung des realen Schirms erst bei hohen Frequenzen zum Tragen kommt, müssen die parasitären magnetischen Kopplungen zwischen den einzelnen Leitungen berücksichtigt werden. Ebenso gibt es eine Kopplung zwischen Schirm und Leiter, die aus Übersichtsgründen in der Darstellung nicht mehr vorhanden ist.

Abbildung A.3 zeigt das verwendete Leitungszellenmodell für eine Anordnung von zwei Leitungen. Für die Übersichtlichkeit der Darstellung wird auf die dritte Leitung verzichtet, wobei diese Zusammenhänge direkt abgeleitet werden können. Dieses Modell der Leitung unterscheidet sich nicht wesentlich von den bereits bekannten Modellen aus [51, 116–118]. Der obere Pfad von L1A nach L2A beschreibt die Leitung einer HVL, in diesem Fall der Leitung A, und der untere Pfad S1A-S1B bildet den Schirm im Modell. Zwischen Schirm und Leitung kommt es zu einer induktiven Kopplung M_{LS} [117]. Die Isolierung zwischen der

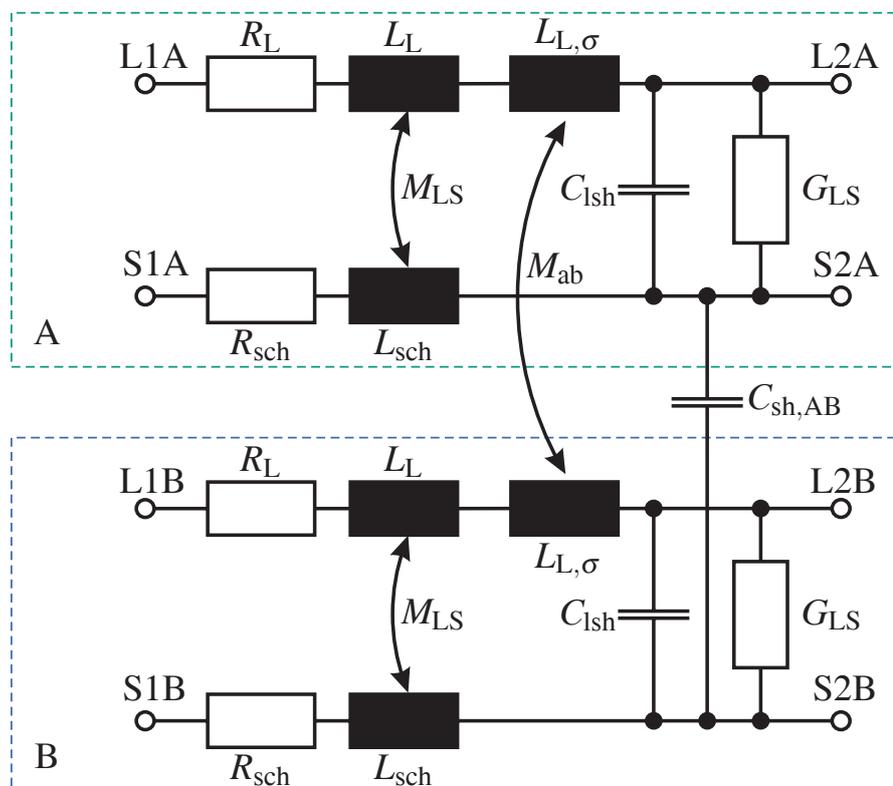


Abbildung A.3: Elektrisches HF-Ersatzschaltbild einer Zelle zur Modellierung der HVL

Leitung und dem Schirm wird über die Komponenten C_{LS} für die Kapazität und G_{LS} für die Verluste im Dielektrikum modelliert. Alle Komponenten können in dem betrachteten Frequenzbereich als konzentrierte Bauteile verwendet werden.

Zusätzlich zu den bekannten Grundmodellen wird die parasitäre kapazitive Kopplung zwischen den Einzelschirmen hinzugefügt, da andere Modelle von einem Summenschirm ausgehen und sich das Modell dadurch vereinfachen lässt. Des Weiteren ist die Hauptinduktivität der Leitung in eine Induktivität L_L , die mit dem Schirm interagiert, und eine Streuinduktivität $L_{L,\sigma}$, welche mit den anderen beiden Leitungen über eine parasitäre magnetische Kopplung verbunden ist, aufgeteilt. Dies ist aus Modellierungsgründen so durchgeführt worden, da der Simulator in LTspice nicht zwei Kopplungen pro Induktivität berechnen kann.

Bei einer einfachen Anordnung, zum Beispiel einer geraden Strecke, bestimmen entweder analytische Gleichungen [117] oder numerische Berechnungen die Parameter der Leitungen. Bei der analytischen Herangehensweise werden die Widerstände von Leitung und Schirm über die effektiven Kupferflächen bestimmt. Gleichung

$$R_L = \rho_{Cu} \frac{l_{eff}}{A_{eff}} \quad (A.5)$$

ermittelt den Widerstand der Leitung mit der Leitungslänge l_{eff} , der spezifischen Leitfähigkeit von Kupfer ρ_{Cu} und der Querschnittsfläche der Leitung A_{eff} . Der Widerstand des Schirms

$$R_{sch} = \rho_{Cu} \frac{l_{eff}}{N_{sch} A_{sch,eff}} \quad (A.6)$$

wird ebenso über die Fläche $A_{sch,eff}$ bestimmt, wobei die Identifizierung eine Parallelschaltung vieler einzelner Drähte N_{sch} einbezieht. Die Verdrillung des Schirms und dadurch eine größere Länge im Gegensatz zur Leitung wird in der Berechnung vernachlässigt. Die Induktivität einer Leitung im einfachen Fall besteht aus einer inneren Induktivität, die für den Bereich des Kupfers steht, und einer äußeren Induktivität für den geometrischen Bereich außerhalb der Leitung [105]. Die innere Induktivität ist zunächst unabhängig von der Querschnittsfläche und kann mit der Gleichung aus [105]

$$L_{Lh,i} = \frac{\mu_0 l_{eff}}{8\pi} \quad (A.7)$$

berechnet werden. Die äußere Induktivität [117]

$$L_{Lh,a} = \frac{l_{\text{eff}}\mu_0}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{l_{\text{eff}}}{r_0} + \sqrt{\left(\frac{l_{\text{eff}}}{r_0}\right)^2 + 1} \right) + \frac{r_0}{l_{\text{eff}}} - \sqrt{\left(\frac{r_0}{l_{\text{eff}}}\right)^2 + 1} \right] \quad (\text{A.8})$$

hingegen kann mit der Methode der partiellen Induktivitäten, die ausführlich in [78] beschrieben ist, berechnet werden. Der Parameter r_0 steht in diesem Fall für den Radius der Leitung. Mit derselben Methodik kann anschließend die Induktivität L_{sch} für den Schirm bestimmt werden, indem für den Radius r_0 der Innenradius des Schirms addiert mit dem Schirmdurchmesser $r_a + d_{\text{sch}}$ eingesetzt wird [117]. Die Gegeninduktivität

$$M_{LS} = L_{\text{sch}} \quad (\text{A.9})$$

entspricht bei dieser Methodik der Induktivität für den Schirm [117]. Die Kapazität zwischen Schirm und Leitung kann mit der Formel eines Zylinderkondensators

$$C_{LS} = 2\pi\epsilon_{LS} \frac{l_{\text{eff}}}{\ln \frac{r_a}{r_0}} \quad (\text{A.10})$$

mit der Permittivität für die Isolierung $\epsilon_{LS} = \epsilon_{r,\text{iso}}\epsilon_0$ kalkuliert werden. Der Leitwert G_{LS} steht für die Verluste des Dielektrikums bei höheren Frequenzen und

$$G_{LS} = \frac{1}{R_{LS}} = 2\pi f C_{LS} \tan(\delta) \quad (\text{A.11})$$

wird mit dem dielektrischen Verlustfaktor $\tan(\delta)$ bestimmt [119]. Somit ist das Modell einer Hochvoltleitung analytisch parametrisiert.

Da am Prüfstand die HVL nicht wie in der Theorie gerade verlegt sind, sondern in den Schaltschrank gezogen werden, um Strom und Spannung zu messen, können die Parameter nur über die Messungen am Prüfstand oder empirisch ermittelt werden. Die Widerstände und die Kapazitäten für eine Leitung können hingegen weiterhin mit den obigen Gleichungen analytisch berechnet werden.

In Abbildung A.4 ist der Vergleich der gemessenen und der simulierten Phasennullspannung mit den präsentierten Modellen dargestellt. Die Simulation kann das reale Verhalten sehr gut widerspiegeln. Vor allem der Spannungsanteil durch die Stromänderung auf den beiden anderen Leitungen ist in der Simulation wie

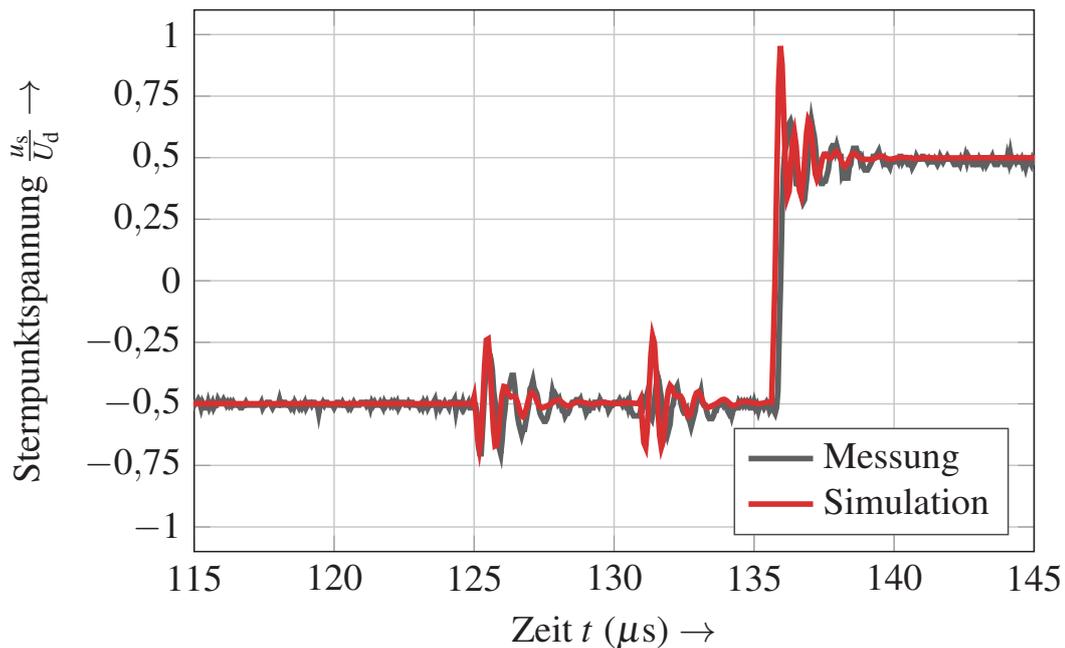


Abbildung A.4: Vergleich der Messung und der Simulation der Sternpunktspannung u_{u0} am Eingang des Motors mit den vorgestellten HVL- und PWR-Modellen

in der Messung von Verlauf und Größenordnung abbildbar. Auch der eigene Impuls auf der Leitung wird richtig wiedergegeben, wobei die Eigenfrequenz im Vergleich zur Messung etwas geringer ist. Dieser Unterschied kann auch im Vergleich der Sternpunktspannung (siehe Abbildung 3.22) erkannt werden. Trotz dieser Abweichung kann die Eingangsspannung am Motor von den vorgestellten Modellen wiedergegeben werden. Für eine noch genauere Simulation der HF-Effekte müssen die Messwerte von den Motorklemmen verwendet werden. Somit ist der gesamte elektrische Antrieb auf der Drehstromseite modelliert und kann simulativ untersucht werden. Die Wiedergabe der Spannungen an den Motorklemmen ist notwendig, um die Lagerspannung richtig abbilden zu können und die Resonanzfrequenzen im Frequenzspektrum zu erhalten.

A.2 Maschinendaten

Für die Berechnungen werden die geometrischen Daten sowie die elektrischen Randbedingungen der untersuchten elektrischen Maschine benötigt. In den Tabellen A.1-A.4 sind die zugrundeliegenden Richtwerte für die HF-Berechnung der IM vorgegeben.

Tabelle A.1: Elektrische Richtwerte der EM für die HF-Berechnung

Maschinenparameter	Formelzeichen	Wertebereich
Polpaarzahl	p	2
Maximale Drehzahl	n_{\max}	10 – 15 km^{-1}
Maximales Drehmoment	M_{\max}	200 – 350 Nm
Maximale Rotorfrequenz	$f_{r,\max}$	6 – 12 Hz
Nominelle Ausgangsleistung	P_n	40 – 60 kW

Tabelle A.2: Richtwerte der IM für die HF-Berechnung - Stator

Maschinenparameter	Formelzeichen	Wertebereich
Statoraußendurchmesser	$d_{s,a}$	200 – 250 mm
Statorinnendurchmesser	$d_{s,i}$	130 – 160 mm
Nuthöhe	h_{nut}	18 – 25 mm
Nutbreite	b_{nut}	2 – 10 mm
Nutanzahl	Q_s	36 – 60
Anzahl der Leiter pro Nut	N_{sp}	8 – 14
DC-Widerstand	$R_{s,\text{DC}}$	8 – 20 m Ω
DC-Induktivität	$L_{s,\text{DC}}$	1 – 3 mH

Tabelle A.3: Richtwerte der IM für die HF-Berechnung - Rotor und allgemeine Daten

Maschinenparameter	Formelzeichen	Wertebereich
Rotoraußendurchmesser	$d_{r,a}$	128,5 – 159,2 mm
Luftspalt	δ_L	0,8 – 1,5 mm
Wellendurchmesser	$d_{r,i}$	35 – 45 mm
Stabhöhe	h_{stab}	23 – 32 mm
Stabbreite	b_{stab}	3 – 6 mm
Stabanzahl	Q_r	56 – 70
Stableitfähigkeit	ρ_{stab}	$36 - 58,5 \cdot 10^6 \frac{S}{m}$
Blechdicke	d_{sh}	0,2 – 0,5 mm

Tabelle A.4: Weitere Systemrichtwerte für die HF-Berechnung

Systemparameter	Formelzeichen	Wertebereich
Batteriespannung	U_{Batt}	250 – 450 V
Taktfrequenz	f_c	8 – 15 kHz
Maximaler Strom	i_{max}	350 – 500 A
Hochvoltleitungslänge	l_L	5 – 10 m

A.3 Prüfstands Aufbau

Für die Untersuchung der betrachteten Maschinen werden beide auf demselben Prüfstand betrieben. Das Prinzip des Prüfstands ist in Abbildung A.5 dargestellt. Der gesamte Prüfstand wird über einen Batteriesimulator versorgt, der mit dem Zwischenkreiskondensator verbunden ist. Über den PWR 1 wird der Prüfling, in diesem Fall die konventionelle Asynchronmaschine oder die EMV-gerechte E-Maschine, betrieben. Da beide Maschinen baugleich sind, können diese durch einen Pulswechselrichter mit derselben Software angesteuert werden. Der Prüfling ist über eine Elastomerkupplung mit der Lastmaschine verbunden, die wiederum über einen zweiten PWR versorgt wird, welcher ebenso mit dem Zwischenkreis verbunden ist. Somit muss der Batteriesimulator nur die Verluste des Systems und nicht die gesamte Leistung aufbringen. Durch die Elastomerscheibe in der Kupplung (siehe hierzu Abbildung A.6 (b)), sind die beiden Maschinen elektrisch voneinander isoliert. Dadurch können keine Spannungen und Ströme der Lastmaschine die Messungen beeinträchtigen, wodurch die Lagerspannung des Prüflings ohne Störeffekte gemessen werden kann.

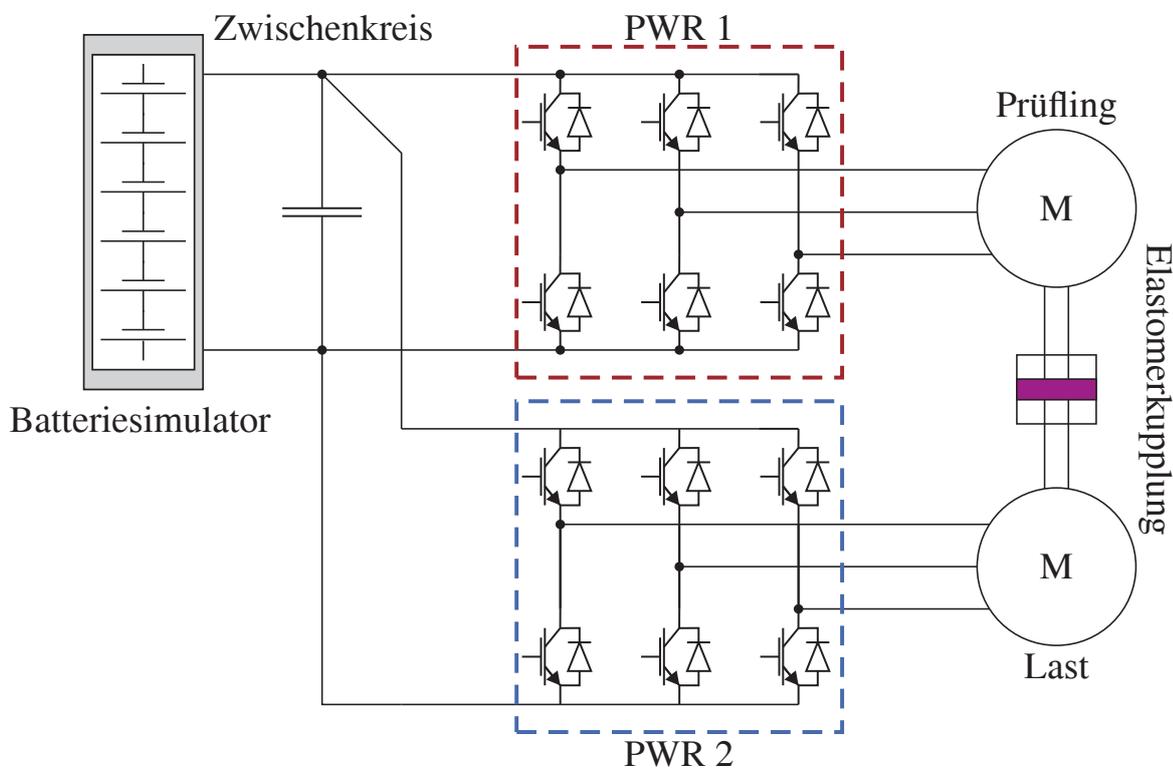


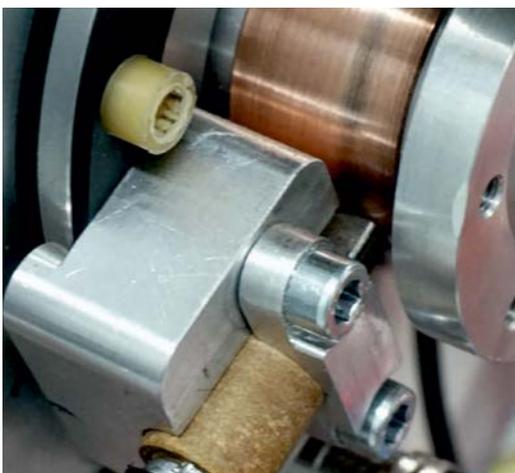
Abbildung A.5: Prinzipdarstellung des Prüfstands

Für die Messung der relevanten Größen müssen an der Maschine zusätzliche Konstruktionen einfließen. Um einen Vergleich der Eingangsspannung mit der Lagerspannung durchzuführen, erfolgt am Sternpunkt eine Messung der Common-Mode-Spannung. Aus diesem Grund wird beim Aufbau der Maschine darauf geachtet, dass der Sternpunkt zur Verfügung steht. Bei bereits bestehenden oder in Dreieck geschalteten Maschinen ist eine Messung am Sternpunkt nicht möglich. Trotzdem können zwei weitere Möglichkeiten die CM-Spannung bestimmen. Zum einen können alle drei Phasenspannungen für eine mathematische Mittelwertbildung gemessen werden, da die CM-Spannung definiert ist als

$$u_{\text{cm}} = \frac{u_{\text{u0}} + u_{\text{v0}} + u_{\text{w0}}}{3}. \quad (\text{A.12})$$

Die zweite Möglichkeit besteht in der Anbringung eines virtuellen Sternpunkts an die Motorklemmen der elektrischen Maschine, der zur Messung der CM-Spannung dient.

Bei der Messung der Lagerspannung muss eine Kohlebürste, wie Abbildung A.6 (a) zeigt, an den Flansch oder an die Maschine angebracht werden. Bei dieser Maschine ist er am Lagerschild befestigt worden. Deshalb ist ein zusätzliches Wellenstück zur Abnahme der Lagerspannung über Schrauben an die eigent-



(a)



(b)

Abbildung A.6: Messaufbau der Lagerspannung (a) und der verwendeten Elastomerkupplung (b)

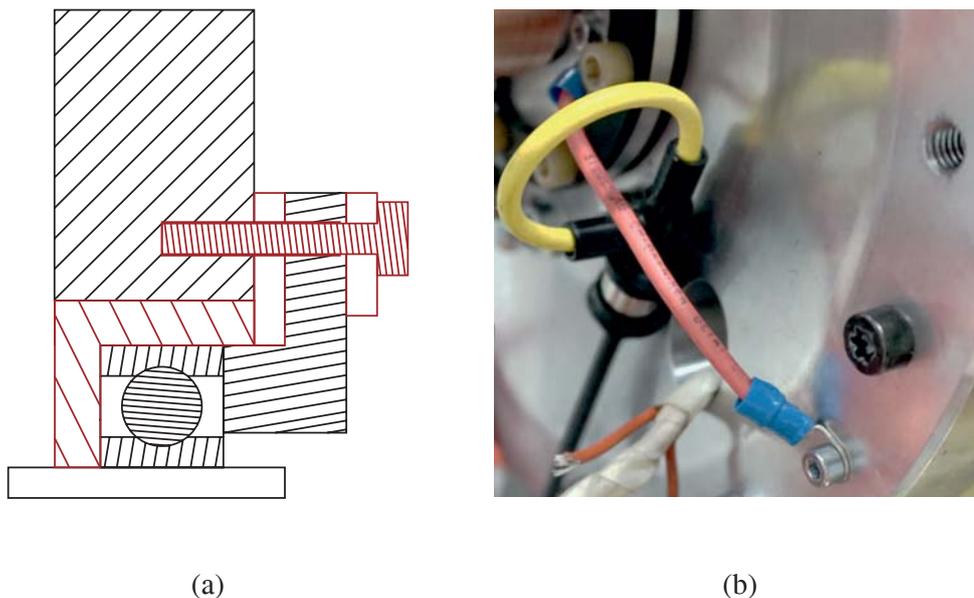


Abbildung A.7: Prinzipdarstellung der Isolierung des Lagers (rot) (a) und Messaufbau mit Rogowskispule zur Messung von Lagerströmen (b)

liche Maschinenwelle montiert. Des Weiteren wird für eine Verringerung des Übergangswiderstands von Kohlebürste zur Welle eine Gegenlaufbahn auf das Wellenstück aufgebracht.

Als weitere Größe werden Lagerströme aufgenommen. Für die Messung muss das untersuchte Lager zunächst vom Lagerschild isoliert werden. Dies ist in Abbildung A.7 (a) zu sehen. Die Isolierstruktur ist rot gekennzeichnet. Das Lager ist in eine Kunststoffbuchse als Lagersitz eingepresst. Die Isolierung wird für die Messung mit einer Rogowskispule mit einem Kabel überbrückt. Für den Kontakt des Kabels mit dem Lager wird die äußere Lauffläche mit einer Scheibe verbunden, die gleichzeitig die axiale Sicherung darstellt. Die Scheibe ist wiederum gegenüber dem Lagerschild isoliert. Zusätzlich zur Absicherung werden Kunststoffschrauben verwendet. Abbildung A.7 (b) zeigt den Messaufbau. Ein Kabel als definierte Messstelle ist zwischen Scheibe und Lagerschild gespannt. Die Ströme können folglich mit einer Strommesszange oder einer Rogowskispule identifiziert werden. In diesem Aufbau wird eine Rogowskispule *CWTMiniHF* (gelbes Bauteil in der Abbildung A.7 (b)) verwendet, da diese für kleine HF-Ströme ausgelegt ist. Dies hat eine hohe Sensibilität für Störeinflüsse zur Folge. Mit diesen Änderungen gegenüber einem normalen Motorenprüfstand beziehungsweise einer konventionellen elektrischen Maschine können die relevanten

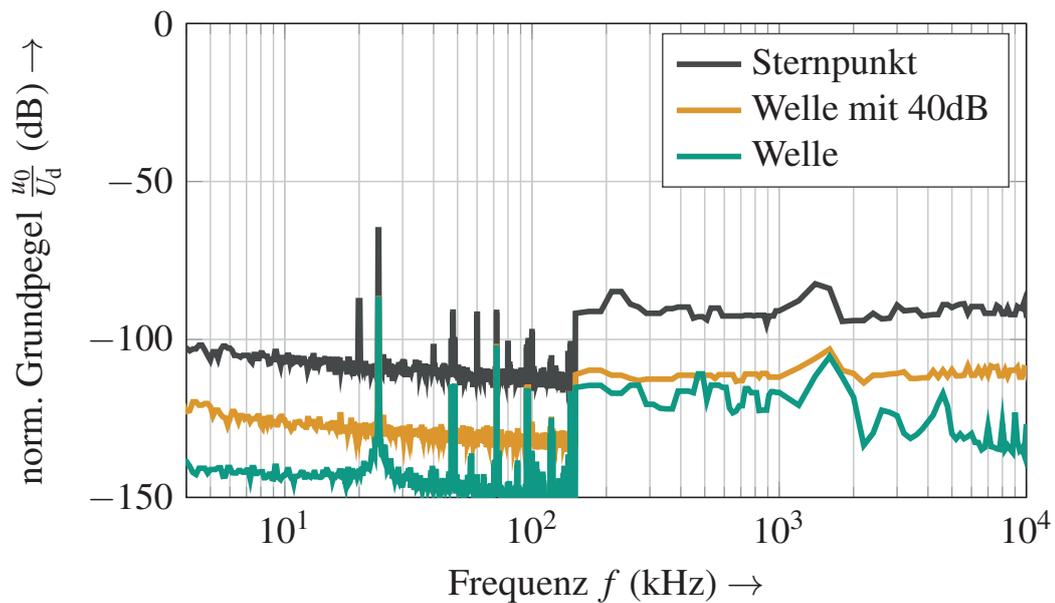


Abbildung A.8: Grundpegel u_0 gemessen am Sternpunkt sowie auf der Welle mit und ohne 40 dB-Dämpfungsglied ohne Taktung des Prüflings

EMV-Größen mit den Messinstrumenten, die im folgenden Kapitel aufgelistet sind, ermittelt werden.

Abschließend zum Thema Prüfstand ist in Abbildung A.8 der Vergleich der Grundrauschpegel des Prüfstands bei drehender Welle dargestellt. Der Grundpegel u_0 ist für den Sternpunkt sowie für die Welle mit und ohne 40 dB-Dämpfungsglied aufgenommen. Im Frequenzspektrum ohne aktive Maschine sind bei $f = i \cdot 24 \text{ kHz}$, $i \in \mathbb{Z}^+$ Peaks mit Seitenbändern zu erkennen, welche vom Batteriesimulator am Prüfstand stammen. Diese Peaks beeinflussen die aktiven Messungen nicht, da diese zum einen von der Schaltfrequenz des PWRs, der mit $f = 8 \text{ kHz}$ taktet, überlagert werden und zum anderen die aktiven Peaks um 30 dB größer sind als die Peaks des Grundrauschens. Im Frequenzbereich $400 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$ hingegen spielen die Harmonischen der Taktfrequenz des Batteriesimulators schon eine Rolle, weil diese zum Beispiel ohne Dämpfungsglied nur noch 10 dB geringer als der Wert der aktiven Messung ausfallen, was eine Vergrößerung des Spektrums um 3 dB zur Folge hat. Daher besitzt das Grundrauschen im unteren Frequenzbereich keinen Einfluss auf die Messung, jedoch wird der Störpegel im oberen Frequenzbereich vergrößert.

Zusätzlich ist das Auftreten der Systemresonanzen im Grundrauschpegel zu erkennen. Diese Resonanzen werden in der aktiven Messung noch deutlicher her-

vorkommen. Dennoch sind diese wie die Resonanz bei $f = 1,6\text{MHz}$ in der grünen Kennlinie schon im Grundpegel zu erkennen. Des Weiteren ist ersichtlich, dass der Grundpegel der Messungen mit 40dB-Dämpfungsglied im Sternpunkt (grau) und auf der Welle (orange) ab einer Frequenz von 2MHz konstant bleibt. Der Pegel der Messung ohne Dämpfungseinheit (grün), der durch das Messsetup bestimmt wird, fällt hingegen weiterhin ab. Um die hohen Spannungen im Frequenzbereich messen zu können, müssen Tastköpfe und Dämpfungsglieder das Spektrum verringern. Durch diese Einschränkung wird die Messdynamik verringert, was bei den beiden Kennlinien mit 40dB-Dämpfungsglied zu sehen ist. Im Vergleich dazu kann die Spannung ohne Dämpfungseinheit bis zu 100MHz gemessen werden. Da aber die Einflüsse des Prüfstands bei diesen Frequenzen die Messungen beeinflussen, ist davon abgesehen worden.

A.4 Messgeräte- und Sensorik

In Tabelle A.5 sind alle Messgeräte aufgelistet, die in der Dissertation verwendet werden.

Tabelle A.5: Verwendete Messgeräte und Sensorik

Bezeichnung	Gerät
Oszilloskop	R&S RTE 1104
Spektrumsanalysator	R&S ESR-3 EMI-Test-Receiver
Impedanzanalysator	AgilentHP 4294A Precision Impedanz-Analyzer
Rogowskispule	CWTMiniHF/015x/B/2.5/100M/5
Spannungstastköpfe	Yokogawa
Lagerspannungsaufnahme	Kohlebürste der Fa. Mack
Dämpfungsglieder	Precision Fixed Attenuator BW-N40W50+ von Mini Circuits

A.5 Bestimmung der Korrekturfaktoren für die FEM

In [106] wurde der Einfluss der Rotorkurzschlussringe bereits mit FEM kalkuliert. Im Gegensatz dazu muss der Optimierungsalgorithmus in dieser Arbeit den Einfluss der Rotorkurzschlussringe mit den Termen ΔM_{FEM} und $\Delta u'_{\text{FEM}}$ in den Gleichungen (5.3) und (5.4) berücksichtigen, da FEMM eine ideale Verbindung der Kurzschlussstäbe vorgibt. Hierzu kalkuliert der Algorithmus die Stromwärmeverluste im Rotor

$$P_{\text{cu,ro}} = sP_{\delta} = \frac{\omega_{\text{ro}}}{p} M_i \quad (\text{A.13})$$

mit dem inneren Drehmoment M_i oder der Luftspaltleistung P_{δ} . Über den Widerstand des Stabs $R_{\text{ro,ges}} = R_{\text{stab}} + R_{\text{ro,end}}$, der sich aus Stabwiderstand R_{stab} und Rotorendringwiderstand $R_{\text{ro,end}}$ zusammensetzt, kann aus den Stromwärmeverlusten der Stabstrom berechnet werden. Damit bestimmt [114]

$$R_{\text{ro,end}} = 2\pi \frac{d_{\text{ring}}}{b_{\text{ring}} h_{\text{ring}}} \frac{1}{\sigma_{\text{ro}} Q_{\text{ro}}} \frac{1}{2 \sin\left(\frac{2}{Q_{\text{ro}}} \pi\right)^2}, \quad (\text{A.14})$$

den Rotorendringwiderstand, der bereits mit dem letzten Term in den Stab transformiert wird, mit der Anzahl der Stäbe Q_{ro} , der Breite des Rings b_{ring} , der Höhe des Rings h_{ring} und dem Innendurchmesser des Rings d_{ring} [107, 114]. Anschließend kann der Strom in einem Rotorstab identifiziert werden als

$$i_{\text{ro,stab}} = \sqrt{\frac{P_{\text{cu,ro}}}{Q_{\text{ro}} R_{\text{ro,ges}}}}. \quad (\text{A.15})$$

Dieser Strom und die in den Stab transformierte Induktivität des Rotorkurzschlussrings abgeleitet aus [107, 114]

$$L_{\text{ro,end}} = 2\mu_0 \lambda_{\Delta\text{Ring}} \pi \frac{d_{\text{ring}}}{Q_{\text{ro}}} \frac{1}{2 \sin\left(\frac{2}{Q_{\text{ro}}} \pi\right)^2}, \quad (\text{A.16})$$

die mit Hilfe der empirisch ermittelten Streuziffer $\lambda_{\Delta\text{Ring}}$ kalkuliert werden kann, führt zu dem Korrekturfaktor für das Drehmoment

$$\Delta M_{\text{FEM}} = \frac{3}{2} p \hat{i}_s \psi'_{\text{ro}}. \quad (\text{A.17})$$

Der Rotorstreuverkettungsfluss

$$\psi'_{\text{ro}} = i_{\text{ro,stab}} L_{\text{ro,end}} \ddot{i}_u, \quad (\text{A.18})$$

wird hierzu mit dem Spannungsübersetzungsverhältnis [60]

$$\ddot{i}_u = 2 \xi_{\text{ges,n}} N_{\text{sp}} \quad (\text{A.19})$$

auf die Statorseite transformiert. Den Korrekturfaktor für die Spannung

$$\Delta u'_{\text{FEM}} = j 2 \pi f_s i_{\text{ro,stab}} L_{\text{ro,end}} \ddot{i}_u \quad (\text{A.20})$$

durch den Rotorkurzschlussring muss der Algorithmus ebenso in die Bestimmung der optimierten Betriebspunkte einbeziehen. Gleichungen (5.3) und (5.4) integrieren diese beiden Änderungen in Drehmoment und Spannung.

A.6 Beschreibung der Überschwüngen bei jedem einzelnen Schaltvorgang

Kapitel 6.2.2 zeigt den Einfluss der geerdeten Rotorabschirmung auf die Lagerspannung. Dabei zeigen Abbildungen 6.8 und 6.9 die transiente Spannung. Bei jedem Schaltvorgang entsteht ein Überspringen der Spannung. Dies kann durch die HF-Modellierung der Anschlussleitungen des Schirms erklärt werden (siehe Abbildung A.9). Der Kondensator in diesem ESB stammt von der Verwendung mehrerer gegeneinander isolierter Leiter für die Herausführung des Schirms. Diese Anordnung bildet einen seriellen Schwingkreis, der für dieses Überspringen verantwortlich ist. Mathematisch wird dies mit der Differentialgleichung (DGL) im Einschaltvorgang bei $t = 0$ [115]

$$\frac{1}{L_L C_{\text{res}}} u_b(t) + \frac{R_L}{L_L} \frac{d}{dt} u_b(t) + \frac{d^2}{dt^2} u_b(t) = \frac{U_{b,\text{qu}}}{L_L C_{\text{res}}} \quad (\text{A.21})$$

mit der Induktivität der Leitung L_L , dem elektrischen Widerstand der Leitung R_L , der Gesamtkapazität $C_{\text{res}} = C_L + 2C_b + C_{\text{rs}}$ und der Quellenspannung $U_{b,\text{qu}}$ beschrieben. Mit den Randbedingungen für die DGL 2. Ordnung

$$t = 0 \Rightarrow \begin{cases} u_b = 0 \\ \frac{du_b}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{A.22})$$

und der stationären Endspannung $U_{b,\text{end}}$ sowie mit dem Lösungsansatz für die Spannung

$$u_b(t) = U_0 \left(1 - \alpha e^{-\delta t} \cos(\omega_{\text{res}} t + \varphi) \right) \quad (\text{A.23})$$

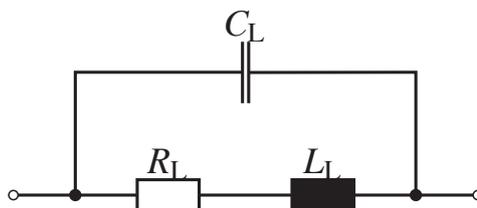


Abbildung A.9: Modell der Anschlussleitung für die Simulationen in LTspice

A.6 Beschreibung der Überschwingungen bei jedem einzelnen Schaltvorgang

kann die DGL gelöst werden [115]. Für die Kreisfrequenz der Schwingung ergibt sich die Lösung

$$\omega_{\text{res}} = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}. \quad (\text{A.24})$$

Diese baut sich aus der Grundkreisfrequenz der ungedämpften Schwingung

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_L C_{\text{res}}}} \quad (\text{A.25})$$

und der Dämpfungskonstante der Schwingung

$$\delta = \frac{R_L}{2L_L} \quad (\text{A.26})$$

auf. Der Winkel φ wird über die Anfangsbedingung $\frac{du_b}{dt} = 0$ mit dem Wert

$$\varphi = \arctan\left(\frac{\delta}{\omega}\right) \quad (\text{A.27})$$

ermittelt. Mit diesen Ergebnissen kann mit der zweiten Anfangsbedingung noch der Vorfaktor

$$\alpha = \frac{\omega_0}{\omega} \quad (\text{A.28})$$

bestimmt werden. Mit den Gleichungen ist dieses überschwingende Verhalten der Lagerspannung bei jedem Sprung der CM-Spannung erläutert.





B

Verzeichnisse

B.1 Abkürzungen

AC	Wechselstrom
AM	Amplitudenmodulation
AP	Arbeitspunkt
BEV	batterieelektrisches Fahrzeug (engl. vehicle)
BH	magnetische Flussdichte B-Feldstärke H
BVR	Bearing Voltage Ratio
CIM	konventionelle Induktionsmaschine
CISPR	Comité international spécial des perturbations radioélectriques
CM	Common-Mode
DASM	doppeltgespeiste Asynchronmaschine
DC	Gleichstrom
DGL	Differentialgleichung
DM	Differential-Mode
EDM	Electrostatic Discharge Machining (Entladeströme)
EM	elektrische Maschine
EMI	elektromagnetische Beeinflussung
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
ESB	Ersatzschaltbild
EUT	Testkomponente (engl. equipment under Test)
FEM	Finite-Elemente-Methode
FEMM	Finite Element Method Magnetics (Version 4.2, 15 Nov. 2013)
FFT	Fast-Fourier-Transformation
FSM	fremderregte Synchronmaschine
GND	Masse, Bezugspotential (engl. ground)
HEV	hybridelektrisches Fahrzeug (engl. vehicle)
HF	Hochfrequenz
HV	Hochvolt
HVL	Hochvoltleitung
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IM	Asynchronmaschine bzw. Induktionsmaschine
IM EMC	EMV-gerechte Induktionsmaschine

KFZ	Kraftfahrzeug
LE	Leistungselektronik
LTspice	Linear Technology Spice Simulator (Version IV)
LUA	Programmiersprache LUA
Matlab [®]	Berechnungssoftware von MathWorks [®] (Markenname)
MW	Mittelwelle
NV	Niedervolt
PDM	Pulsdauermodulation
PSM	permanent erregte Synchronmaschine
PWR	Pulswechselrichter
R&S	Rohde & Schwarz (<i>Firma</i>)
RL	Widerstand R-Induktivität L
RPWM	Random PWM
SIP	sequentielle Impulsplatzierung
SVM	Raumzeigermodulation (engl. Space Vector Modulation)
TM	Transmission Line Modell
VHDL-AMS	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language
ZK	Zwischenkreis

B.2 Formelzeichen

Formelzeichen	Beschreibung
<i>A</i>	Fläche, Vektorpotential
<i>B</i>	magnetische Flussdichte, Bandbreite
<i>C</i>	Kapazität, komplexe Fouriertransformation
<i>D</i>	elektrische Flussdichte
<i>E</i>	elektrische Feldstärke, Fehler
<i>F</i>	Formfaktor
<i>H</i>	magnetische Feldstärke
<i>I</i>	elektrischer Gleichstrom, Stromeffektivwert
<i>J</i>	Stromdichte, Besselfunktion
<i>L</i>	Induktivität
<i>M</i>	elektrisch: Modulationsgrad, Gegeninduktivität, mechanisch: Drehmoment
<i>N</i>	Anzahl, Windungszahl, Anzahl der Leiter pro Nut
<i>P</i>	Leistung
<i>Q</i>	Anzahl der Nuten
<i>R</i>	elektrischer Widerstand
<i>T</i>	Taktperiode
<i>U</i>	elektrische Gleichspannung, Spannungseffektivwert
<i>V</i>	Volumen
<i>W</i>	elektrische Energie
<i>X</i>	Reaktanz, Funktion im Frequenzbereich
<i>Z</i>	Impedanz $Z = R + jX$
Δ	Abweichung
Ψ	Flussverkettung
Θ	Durchflutung
α	elektrischer Winkel
\ddot{u}	Übersetzungsverhältnis
δ	Skintiefe, Luftspaltlänge
ε	Dielektrizitätskonstante oder Permittivität
η	Wirkungsgrad

Formelzeichen	Beschreibung
λ	Streuziffer
μ	magnetische Permeabilität
ν	Ordnungszahl für Harmonische
ω	Kreisfrequenz
σ	spezifische Leitfähigkeit
τ	Pulsbreite, Polteilung
ξ	Wicklungsfaktor
a	HV-NV-Entkopplung, zeitlicher Verlauf des Vektorpotentials
b	Breite, empirischer Faktor
c	Lichtgeschwindigkeit, spezifische Wärmekapazität, empirischer Faktor
d	Abstand oder Durchmesser
f	Frequenz
h	Höhe
i	elektrischer Strom, zeitlicher Verlauf
k	mathematische Faktoren
l	Länge
m	Masse, Anzahl der Stränge, Aufzählungszeichen
n	Drehzahl, Aufzählungszeichen
r	Radius
s	Schlupf einer elektrischen Maschine
t	Zeit
u	elektrische Spannung, zeitlicher Verlauf
v	Geschwindigkeit
w	Spulenweite

B.3 Indizes

+	Hochvoltplus zu Null
–	Hochvoltminus zu Null
0	Null, natürlich (im Vakuum), Grundrauschpegel
1	Grundschiwingung
2	Nummerierung
50	50Hz
AP	Arbeitspunkt
A	Auflöse-
C	Kondensator
DC	Gleichspannung
D	Diode
EM	elektrische Maschine
FEM	numerische Simulation (Finite-Elemente-Methode)
Fe	Eisen
F	Ferrit/Ringbandkern
H	Hertz'sche
I	IGBT
L	Leiter
L	Spule
N	nominal, normal (senkrecht)
δ	Luftspalt
/	auf Statorseite transformiert
σ	Streuung
air	allgemeiner Abstand in Luft
arc	Durchschlag
avg	Mittelwert (Average)
ax	axial
a	Außen-, Arbeits-, anregendes
br	Zweig (engl. branch)
b	Lager
cm	Common-Mode
cu	Kupfer
c	Takt- (Carrier), Carter/Form
diff	differentielle
dm	Differential-Mode
dr	Schirm-Rotor

ds	Schirm-Stator
d	Zwischenkreis
ed	Wirbelstrom
ein	Eingang
el	elektrisch
equ	äquivalent
exc	Excess
e	Erdung, Eisenersatz
gen	Generator
ges	Gesamt
g	Erd-/Massebezug (ground)
hys	Hysterese
h	Haupt
ij	Platzhalter
ini	Initial
iso	Isolation
i	Innen-
k + i	Nutenkeil und Isolierung
k	Schleifkontakt
l	Luftspalt
max	maximal
mech	mechanisch
mess	Messung
m	Magnetisierung
n	Nut, Ordnung
off	aus
on	ein
o	Nutöffnung
pp	Phase-Phase
p	Pol, parallele Zweige
rb	Reibung
ref	Referenz
res	Resonanz
ring	Kurzschlussring
ro	Rotor
rs	Rotor-Stator
r	relative oder spezifische, Anstieg (rise)
scg	Schirmanschluss an Masse
sch	Schirmung



seg	segmentiert
sh	mech. Welle (shaft), Elektroblech (sheet)
sim	Simulation
sp	Spule
sr	Quelle
stab	Stab
str	Streu-
st	Stern
s	Selbst-, Stator
t	Abschluss
uvw	Maschinenphasen
u	Strang U
v	Strang V
wd	Wicklung-Schirm
wk	Wickelkopf
wr	Wicklung-Rotor
ws	Wicklung-Stator
ww	Windung-Windung
w	Welle, Strang W
zus	Zusatz-
zu	Zuleitung und Anschluss

B.4 Abbildungsverzeichnis

1.1	Prinzipdarstellung des elektrischen Antriebsstrangs in einem Kraftfahrzeug	4
1.2	Referenzkurvenverfahren mit einem Sinussignal mit Injektion der dritten Harmonischen und einem Abtastverhältnis $\frac{f_c}{f_a} = 10$	6
1.3	Entstehung der CM-Spannung aus den drei Phasennullspannungen normiert auf $\frac{U_d}{2}$ und mit einem Abtastverhältnis $\frac{f_c}{f_a} = 10$	7
1.4	Prinzipdarstellung der Pulse mit konstanter Pulsweite einer Halbbrücke des PWR (a) und des dazugehörigen Amplitudendichtespektrums $X(f)$ (b)	8
1.5	Normiertes Störspektrum der Phasennullspannung u_{u0} einer Halbbrücke der Leistungselektronik	11
1.6	Darstellung der DM- (rot) und CM-Pfade (grün) des Dreiphasensystems nach [22]	12
1.7	Normiertes Common-Mode-Störspektrum einer Sinus-Dreieck-Modulation mit dem Frequenzverhältnis $\frac{f_c}{f_a} = 20$	13
1.8	Blechschnitt der verwendeten Induktionsmaschine	15
2.1	Seitenansicht einer Asynchronmaschine und Darstellung der parasitären Kapazitäten in einer elektrischen Maschine nach [11]	21
2.2	Prinzipdarstellung der parasitären HF-Struktur in einer elektrischen Maschine nach [11]	22
2.3	Modell zur Berechnung von EDM-Strömen nach [50]	23
2.4	HF-Modell der Phase U nach [63]	28
2.5	HF-Modell der Phase U nach [71]	29
3.1	Prinzipdarstellung des Gesamtmodells mit allen Erweiterungen und Berechnungen aus Kapitel 3	36
3.2	Typisches einsträngiges T-ESB einer Asynchronmaschine nach [60]	38
3.3	HF-Strangmodell der elektrischen Maschine, exemplarisch für Strang U, abgeleitet aus [70–72]	39
3.4	Prinzipdarstellung des HF-Gesamtmaschinenmodells zur Berechnung in Spice	40
3.5	Ersatzschaltbild von parallelen Teilleitern in der Wicklung zur Reduzierung des Stromverdrängungseffekts nach [92]	42
3.6	Exemplarisches Wicklungsdesign in FEM	43

3.7	Bestimmung des Arbeitspunkts des Elektroblechs und Berechnung der relativen differentiellen Permeabilität μ_r	44
3.8	Vergleich der Flussdichteverteilung in der untersuchten EM . . .	46
3.9	Prinzipdarstellung zur Erläuterung der Entstehung von Wirbelströmen im Elektroblech nach [97]	47
3.10	Widerstand R_s und Induktivität L_s eines Strangs der E-Maschine in Abhängigkeit von der Frequenz	49
3.11	Modellierung der nichtlinearen Charakteristik des Strangs mit mehreren parallelen RL-Zweigen	50
3.12	Vergleich der Impedanz Z_{NL} des RL-Netzwerk mit der Impedanz Z_{FEMM} sowie der relative Fehler	51
3.13	Zusammensetzung der Ersatzkapazität C_g aus den parasitären Maschinenkapazitäten	52
3.14	Prinzipdarstellung eines Wickelkopfs zur Berechnung der parasitären Kapazität	55
3.15	Messsetup für die Bestimmung der DM-Charakteristik	57
3.16	Prinzipdarstellung der DM-Charakteristik einer elektrischen Maschine	58
3.17	Vergleich der Simulation und der Messung der DM-Impedanz in Abhängigkeit von der Frequenz f	59
3.18	Messsetup für die Bestimmung der CM-Charakteristik	60
3.19	Vergleich der Simulation und der Messung der CM-Impedanz Z_{CM} in Abhängigkeit von der Frequenz f	61
3.20	Messsetup für die Bestimmung der Sternpunkt- u_{st} und der Lagerspannung u_b am Prüfstand	62
3.21	Vergleich der Simulation und der Messung der Sternpunktspannung	63
3.22	Vergleich der Simulation und der Messung der Sternpunktspannung – Detailbetrachtung einer Flanke	64
3.23	Vergleich der Simulation und der Messung der Lagerspannung – Detailbetrachtung einer Flanke	66
4.1	Prinzipdarstellung des Simulationsmodells zur Bewertung von EMV-Maßnahmen in LTspice, abgeleitet aus [N4]	69
4.2	Grenzwerte A1-A5 zur Beurteilung der HV-NV-Entkopplung nach [N4]	70
4.3	Validierung der Simulationsmethodik zur Bewertung von EMV-Maßnahmen	71



4.4	Einfluss des Abschlusswiderstands auf die Entkopplungscharakteristik der E-Maschine im Frequenzbereich	72
4.5	Gesamtsimulationsmodell zur Parameterstudie eines Schleifkontakts an der Welle mit der E-Maschine	75
4.6	Untersuchung der Auswirkungen eines idealen Schleifkontakts auf die Entkopplung der Antriebswelle	76
4.7	Untersuchung der Auswirkungen eines realen Schleifkontakts auf die Entkopplung der Antriebswelle	77
4.8	Gesamtsimulationsmodell zur Parameterstudie einer kapazitiven Erdung an der Welle	78
4.9	Untersuchung der Auswirkungen einer kapazitiven Erdung auf die Entkopplung a_{EM}	79
4.10	Gesamtsimulationsmodell zur Parameterstudie eines nanokristallinen Ringbandkerns zur Entkopplung der E-Maschine	80
4.11	Untersuchung der Auswirkungen eines idealen Ringbandkerns auf die Entkopplung a_{EM}	81
4.12	Modellierung der nichtlinearen Charakteristik eines Ringkerns mit mehreren seriellen RL-Zweigen aus dem Modell von [7]	82
4.13	Untersuchung der Auswirkungen realer Ringbandkerne auf die Entkopplung a_{EM} mit den Daten aus [N11]	83
4.14	Prinzipdarstellung einer Isolation des Rotors gegenüber der Welle	84
4.15	Ersatzschaltbild der parasitären Struktur der EM mit Rotorisolation – Vergleiche hierzu Abbildung 3.13	85
4.16	Untersuchung der Auswirkung einer Rotorisolation gegenüber der Welle auf die Entkopplung a_{EM} der untersuchten IM	86
4.17	Prinzipdarstellung der Rotorabschirmung mit der Variante eines Schirms im Luftspalt	87
4.18	Ersatzschaltbild der parasitären HF-Struktur der EM mit Rotorabschirmung – Vergleiche hierzu Abbildung 3.13	88
4.19	Untersuchung der Auswirkung einer Rotorabschirmung auf die Entkopplung a_{EM}	90
5.1	Ablaufdiagramm des Algorithmus zur Bestimmung des Wirkungsgrads und der Verluste	95
5.2	Arbeitspunktfäche der CIM im Drehzahl-Rotorfrequenz-Strangstrom-Raum	97
5.3	Motorisches Wirkungsgradkennfeld der konventionellen Asynchronmaschine berechnet mit dem vorgestellten Algorithmus	98



5.4	Prinzipdarstellung der idealen in die Nut eingebetteten Rotorabschirmung	99
5.5	Prinzipdarstellung der Anordnung des idealen Schirms in der Draufsicht mit der Wickelkopf- und der nutintegrierten Schirmung	100
5.6	Berechnete Zusatzverluste $\frac{P_{zus,ini}}{P_N}$, und die maximalen M - n -Kennlinien mit idealem Schirm	101
5.7	Zirkulierender Strom $i_{circ,i}$ einer Nut auf der Schirmung	102
5.8	Simuliertes Wirkungsgradkennfeld der IM EMC mit idealem Schirm	103
5.9	Auswirkung der Schirmdicke auf das maximale Drehmoment der konventionellen Maschine	104
5.10	Design der Schirmstruktur mit einseitiger Isolierung, um zirkulierende Ströme zu verhindern	105
5.11	Simulierte Zusatzverluste $\frac{P_{zus,iso}}{P_N}$ in der Schirmanordnung mit einem einseitig isolierten Schirm	105
5.12	Feldlinienverlauf durch die Schirmung (in Rot hervorgehoben) einer Nut (a) und der dazugehörige Flussdichteverlauf (b)	107
5.13	Thermisches Ersatzschaltbild zur Berechnung der Übertemperatur durch die Eigenerwärmung in der Schirmung	108
5.14	Prinzipdarstellung der in die Nut eingebetteten und radial segmentierten Rotorabschirmung	109
5.15	Simulierte Zusatzverluste $\frac{P_{zus,seg}}{P_N}$ mit zehn Segmenten pro Schirm in der Nut	110
5.16	Initialisierung des Maschinenmodells zur Berechnung des parasitären elektrischen Felds in FEM	112
5.17	Vergleich des parasitären elektrischen Felds einer Nut der CIM (a) und der IM EMC mit einer Segmentierung von $N = 10$ (b)	113
5.18	Prinzipdarstellung der real in die Nut eingebetteten Rotorabschirmung	114
5.19	Detailbetrachtung der Schirmung (a) und Stator der elektrischen Maschinen mit Abschirmung (b)	115
6.1	Vergleich des simulierten und des gemessenen Störspektrums (Peak) der Common-Mode-Spannung	118
6.2	Vergleich des simulierten und des gemessenen Störspektrums (Peak) auf der Welle der CIM	120
6.3	Vergleich des zeitlichen Verlaufs der simulierten Lagerspannung und Auswirkung auf das Spektrum auf der Welle	121



6.4	Zeitlicher Verlauf der gemessenen Lagerspannung u_b und des Lagerstroms i_b	122
6.5	Vergleich der Messung und der Simulation der Lagerspannung ohne parasitäre Koppelkapazität C_{wr} mit einem Schirm ohne Anbindung	124
6.6	Detailbetrachtung der parasitären Kopplung der Wicklung auf den Rotor über den Wickelkopf mit Berücksichtigung der Rotorabschirmung	125
6.7	Vergleich von Messung und Simulation des leitungsgebundenen Störspektrums (Peak) auf der Welle mit einem Schirm ohne Anbindung ans Gehäuse	125
6.8	Vergleich der Lagerspannung von Messung und Simulation mit einem geerdeten Schirm	126
6.9	Detailbetrachtung einer Flanke der Lagerspannung von Messung und Simulation mit einem geerdeten Schirm	127
6.10	Modell der Anschlussleitung für die Simulationen in LTspice	128
6.11	Vergleich von Messung und Simulation des leitungsgebundenen Störspektrums (Peak) der Welle mit einem geerdeten Schirm	128
6.12	Gegenüberstellung der drei gemessenen Lagerspannungen	130
6.13	Gegenüberstellung der drei gemessenen leitungsgebundenen Störspektren (Peak) auf der Welle	131
6.14	Vergleich der gemessenen maximalen Drehmomente der CIM, der IM EMC sowie der simulierten Kennlinie	132
6.15	Wirkungsgradkennfeld der IM EMC	134
6.16	Gemessene Wirkungsgraddifferenz zwischen der IM EMC und der CIM	134
6.17	Simulation mit zusätzlicher Wickelkopfschirmung und verkürzter Anschlussleitung	136
A.1	Prinzipdarstellung des PWR	144
A.2	Prinzipdarstellung des HVL-Satzes mit den parasitären kapazitiven Kopplungen zwischen den Schirmen und den Leitungen sowie der parasitären magnetischen Kopplungen zwischen den Leitungen	147
A.3	Elektrisches HF-Ersatzschaltbild einer Zelle zur Modellierung der HVL	148
A.4	Vergleich der Messung und der Simulation der Phasennullspannung u_{u0} am Eingang des Motors mit den vorgestellten HVL- und PWR-Modellen	151



A.5	Prinzipdarstellung des Prüfstands	154
A.6	Messaufbau der Lagerspannung (a) und der verwendeten Elastomerkupplung (b)	155
A.7	Prinzipdarstellung der Isolierung des Lagers (rot) (a) und Messaufbau mit Rogowskispule zur Messung von Lagerströmen (b)	156
A.8	Grundpegel u_0 gemessen am Sternpunkt sowie auf der Welle mit und ohne 40dB-Dämpfungsglied ohne Taktung des Prüflings . .	157
A.9	Modell der Anschlussleitung für die Simulationen in LTspice . .	162

B.5 Tabellenverzeichnis

2.1	Übersicht des Stands der Technik zu den behandelten Themen . . .	18
3.1	Vergleich der verschiedenen berechneten Werte für die Selbstinduktivität L_s eines Strangs im Vergleich zum nichtlinearen magnetostatischen Fall $\frac{L_s}{L_{s,FEM,NL}}$	45
3.2	Randbedingung und Zuordnung der Conductor Properties zur Berechnung der verschiedenen Kapazitäten in der Maschine . . .	54
3.3	Vergleich der numerisch und analytisch berechneten Kapazitätswerte	56
4.1	Vergleich des BVR der konventionellen Maschine, der Maschine mit Rotorisolation ($C_{iso} = 150\text{pF}$) sowie der Maschine mit Rotorabschirmung eingebettet in die Nut ohne Erdung	89
4.2	Bewertungsmatrix der untersuchten EMV-Maßnahmen nach DIN VDI 2225 [N13]	91
5.1	Modulationsgrad für die maximal theoretisch zur Verfügung stehende Spannung $\hat{u}_{max} = M \frac{U_d}{2}$ bei verschiedenen Modulationsverfahren nach [18]	96
5.2	Berechnungsergebnisse der analytischen Untersuchung von Wirbelstromverluste $P_{V,ed}$ und der Übertemperatur ΔT in Abhängigkeit von der Segmentzahl N_{Seg} bei einer mittleren Flussdichte $B_N = 0,4\text{T}$ und bei maximaler Drehzahl $n = n_{max}$	110
A.1	Elektrische Richtwerte der EM für die HF-Berechnung	152
A.2	Richtwerte der IM für die HF-Berechnung - Stator	152
A.3	Richtwerte der IM für die HF-Berechnung - Rotor und allgemeine Daten	153
A.4	Weitere Systemrichtwerte für die HF-Berechnung	153
A.5	Verwendete Messgeräte und Sensorik	159



C

Literatur

C.1 Quellen mit eigenen Beiträgen

- [E1] J. RUSCH und B. HEIDLER. „Elektrische Maschine“. Pat. DE102014018449 (B3). 2016.
- [E2] B. HEIDLER, K. BRUNE und M. DOPPELBAUER. „High-frequency model and parameter identification of electrical machines using numerical simulations“. In: *Proceedings of the 2015 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. (Coeur d’Alene, ID, U.S.A.). IEEE, 2015, S. 1221–1227.
- [E3] B. HEIDLER, K. BRUNE und M. DOPPELBAUER. „Design Aspects of an Electrostatic Shield in an Electric Machine for Hybrid Electric Vehicles“. In: *Proceedings of the 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*. (Glasgow, Scotland). IET, 2016.
- [E4] B. HEIDLER. „Elektrische Maschine und Kraftfahrzeug“. Pat. DE102014018338 (A1). 2016.
- [E5] W. SCHMIEDER, B. HEIDLER und K. RECHBERGER. „Kraftfahrzeug-Elektromotor mit EMV-Massnahme“. Pat. DE102014018432 (A1). 2016.

C.2 Betreute studentische Arbeiten im Rahmen der Dissertation

- [S1] C. SCHWAB. „Entwicklung und Implementierung einer Schnittstelle zwischen FEMM und Matlab“. Elektrotechnisches Institut - Professur für hybridelektrische Fahrzeuge. Bachelorarbeit. Karlsruhe: Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [S2] M. SCHÖN. „Entwicklung eines Hochfrequenz IGBT-Modells“. Elektrotechnisches Institut - Professur für hybridelektrische Fahrzeuge. Bachelorarbeit. Karlsruhe: Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S3] G. SPÄTH. „Messtechnische Ermittlung von Wellenspannungen an einer Asynchronmaschine für den Einsatz in Elektro- und Hybridfahrzeugantrieben und Bewertung einer Gegenmaßnahme“. Fakultät für Elektrotechnik und Informatik. Bachelorarbeit. Ingolstadt: Technische Hochschule Ingolstadt, 2015.
- [S4] P. GAO. „Untersuchung von EMV-Maßnahmen im elektrischen Antriebsstrang eines Kraftfahrzeugs“. Elektrotechnisches Institut - Professur für hybridelektrische Fahrzeuge. Masterarbeit. Karlsruhe: Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S5] P. V. KADDAKKARAI. „Methods to control power switching in a Inverter module for HEV's to avoid Audio disturbances“. Elektrotechnisches Institut - Professur für hybridelektrische Fahrzeuge. Masterarbeit. Karlsruhe: Karlsruher Institut für Technologie, 2015.

C.3 Normen, Patente und Datenblätter

- [N1] EUROPÄISCHE UNION. *VERORDNUNG (EG) Nr. 443/2009 DES EUROPÄISCHEN PARLAMENTS UND DES RATES vom 23. April 2009 zur Festsetzung von Emissionsnormen für neue Personenkraftwagen im Rahmen des Gesamtkonzepts der Gemeinschaft zur Verringerung der CO₂-Emissionen von Personenkraftwagen und leichten Nutzfahrzeugen: 443/2009. 23. April 2009.*
- [N2] VDE. *DIN 57870-1/VDE 0870-1: Elektromagnetische Beeinflussung (EMB). 1984-07.*
- [N3] *National Standard of the People's Republic of China- Limits and Test Method of Magnetic and Electric Field Strength from Electric Vehicles, Broadband, 9 kHz to 30 MHz. 2008.*
- [N4] *VDE/DKE AK 767.13.18 electric mobility in cooperation with CISPRD/WG2/TF, Public Available Specification (PAS) for Electric Vehicle Component Test Methods, Procedures and Limit Lines. 2011.*
- [N5] ECONOMIC COMMISSION FOR EUROPE. *ECE R 10- International vereinbarte, einheitliche technische Vorschriften für Kraftfahrzeuge sowie für Teile und Ausrüstungsgegenstände Regulierung 10: Uniform provisions concerning the approval of vehicles with regard to electromagnetic compatibility. 16. Oktober 2014.*
- [N6] IEC- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *CISPR 25 - Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats and on devices – Limits and methods of measurement. 26.03.2008.*
- [N7] SOCIETY OF AUTOMOTIVE ENGINEERS INTERNATIONAL. *SAE J 1113/41 - Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbance Characteristics of Components and Modules for the Protection of Receivers Used On Board Vehicles. 2000.*
- [N8] VEREINTE NATIONEN. *E/ECE/324/Rev.2/add.99/: Uniform provisions concerning the approval of vehicles with regard to specific requirements for the electric power train – Addendum 99: Regulation No. 100. 12.08.2013.*
- [N9] VDE. *DIN EN 50110-1/VDE 0105-1: Betrieb von elektrischen Anlagen Teil 1: Allgemeine Anforderungen; 2-2014.*



- [N10] IEC- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *CISPR 16 – ONLINE COLLECTION – Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods*. 2015-04-23.
- [N11] VACUUMSCHMELZE GMBH & CO.KG. *Nanokristallines Vitroperm: EMV Produkte*. Hrsg. von VAC VACUUMSCHMELZE. 2010.
- [N12] Y. ENOMOTO, H. AMANO, M. ITO, S. MORINAGA, R. MASAKI, K. EBINE und Y. TOYAMA. „Ventilatorsystem, elektrischer Motor und Klauenpolmotor“. Pat. DE102007040355A1. 2008.
- [N13] VEREIN DEUTSCHER INGENIEURE. *VDI-Richtlinie DIN VDI 2225: Konstruktionsmethodik– Technisch-wirtschaftliches Konstruieren*. 1997.

C.4 Fremdliteratur

- [1] E. H. WAKEFIELD. *History of the electric automobile: Battery-only powered cars*. Warrendale, Pa.: Society of Automotive Engineers, 1994. ISBN: 1-56091-299-5.
- [2] P. HOFMANN. *Hybridfahrzeuge: Ein alternatives Antriebssystem für die Zukunft*. 2. Aufl. Wien: Springer, 2014. ISBN: 9783709117798.
- [3] C. STAN. *Alternative Antriebe für Automobile: Hybridsysteme, Brennstoffzellen, alternative Energieträger*. 3. Aufl. 2012. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012. ISBN: 9783642252662.
- [4] A. KAMPKER, D. VALLÉE und A. SCHNETTLER. *Elektromobilität: Grundlagen einer Zukunftstechnologie*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2013. ISBN: 9783642319853.
- [5] DEUTSCHE BUNDESREGIERUNG. *Regierungsprogramm Elektromobilität*. Hrsg. von BUNDESMINISTERIUM FÜR WIRTSCHAFT UND TECHNOLOGIE, BUNDESMINISTERIUM FÜR VERKEHR, BAU UND STADTENTWICKLUNG, BUNDESMINISTERIUM FÜR UMWELT, NATURSCHUTZ UND REAKTORSICHERHEIT und BUNDESMINISTERIUM FÜR BILDUNG UND FORSCHUNG. 2011.
- [6] DEUTSCHE BUNDESREGIERUNG. *Nationaler Entwicklungsplan Elektromobilität der Bundesregierung*. 2009.
- [7] A. SCHWAB und W. KÜRNER. *Elektromagnetische Verträglichkeit*. 6., bearb. und aktualisierte Aufl. VDI-Buch. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011. ISBN: 9783642166099.
- [8] M. WERNER. *Nachrichtentechnik: Eine Einführung für alle Studiengänge*. 7., erweiterte und aktualisierte Auflage. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag / Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH Wiesbaden, 2010. ISBN: 9783834809056.
- [9] S. CHEN, T. A. LIPO und D. FITZGERALD. „Source of induction motor bearing currents caused by PWM inverters“. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 11.1 (1996), S. 25–32. ISSN: 08858969.
- [10] SHAOTANG CHEN und T. A. LIPO. „Circulating type motor bearing current in inverter drives“. In: *IEEE Industry Applications Magazine* 4.1 (1998), S. 32–38. ISSN: 10772618.

- [11] A. MÜTZE. *Bearing currents in inverter-fed AC-motors: Techn. Univ., Diss.–Darmstadt, 2004*. Berichte aus der Elektrotechnik. Aachen: Shaker, 2004. ISBN: 3832225285.
- [12] V. HAUSBERG und H. O. SEINSCH. „Kapazitive Lagerspannungen und -ströme bei umrichter gespeisten Induktionsmaschinen“. In: *Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik)* 82.3-4 (2000), S. 153–162. ISSN: 0948-7921.
- [13] V. HAUSBERG und H. O. SEINSCH. „Wellenspannungen und zirkulierende Lagerströme bei umrichter gespeisten Induktionsmaschinen“. In: *Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik)* 82.6 (2000), S. 313–326. ISSN: 0948-7921.
- [14] S. GUTTOWSKI, S.-P. WEBER, E. HOENE, W. JOHN und H. REICHL. „EMC issues of electric drives in automotive applications“. In: *Automotive EMC 2003 -Design and Testing for Global Markets*.
- [15] M. REUTER, S. TENBOHLEN und W. KOHLER. „Influence of a traction battery’s input impedance on conducted emissions of an automotive HV inverter“. In: *Electromagnetic Compatibility (EMC Europe) 2013 International Symposium on*. 2013, S. 229–234.
- [16] M. REUTER, S. TENBOHLEN und W. KÖHLER. „Einfluss der Batterieimpedanz auf EMV-Störgrößen im Hochvolt-Bordnetz elektrisch angetriebener Kraftfahrzeuge“. In: *Internationaler ETG-Kongress 2013 - Energieversorgung auf dem Weg nach 2050 - Symposium 1: Security in Critical Infrastructures Today*. Hrsg. von VDE VERLAG. 2013.
- [17] M. REUTER. *Einfluss der Netzimpedanz von Hochvolt-Systemen auf Entstörkonzepte im Traktionsnetz von Elektrofahrzeugen: Univ., Diss.–Stuttgart, 2014*. 1. Aufl. Bd. 11. Schriftenreihe des Instituts für Energieübertragung und Hochspannungstechnik, IEH. Göttingen: Sierke, 2015. ISBN: 978-3-86844-679-1.
- [18] F. JENNI und D. WÜEST. *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Zürich: Vdf-Hochschulverl. an der ETH Zürich, 1995. ISBN: 3-519-06176-7.
- [19] D. G. HOLMES und T. A. LIPO. *Pulse width modulation for power converters: Principles and practice*. Bd. 2. IEEE Press series on power engineering. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2003. ISBN: 0471208140.

- [20] T. GEMASSMER. *Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten*. Karlsruhe: KIT Scientific Publishing, 2015. ISBN: 978-3731503668.
- [21] C. KLÖFFER. *Reichweitenverlängerung von Elektrofahrzeugen durch Optimierung des elektrischen Antriebsstranges*. 1. Aufl. Berichte aus der Elektrotechnik. Herzogenrath: Shaker, 2015. ISBN: 978-3844039610.
- [22] A. KEMPSKI und R. SMOLENSKI. „Decomposition of EMI Noise into Common and Differential Modes in PWM Inverter Drive System“. In: *Electrical Power Quality and Utilisation Journal* Vol 12, Nr. 1 (2006), S. 53–58.
- [23] J. SPECOVIUS. *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. 6., akt. u. überarb. Aufl. 2013. Wiesbaden: Springer, 2013. ISBN: 9783834824479.
- [24] C. R. PAUL. *Introduction to electromagnetic compatibility*. 2. ed. Wiley series in microwave and optical engineering. Hoboken, NJ: Wiley, 2006. ISBN: 9780471755005.
- [25] M. H. BIERHOFF und F. W. FUCHS. „Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation“. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*. 20-25 June 2004, S. 2836–2842.
- [26] A. WINTRICH, U. NICOLAI, W. TURSKY und T. REIMANN, Hrsg. *Semikron International GmbH – Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. Ilmenau: ISLE, 2010. ISBN: 9783938843567.
- [27] J. LUTZ, Hrsg. *Halbleiter-Leistungsbaulemente*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012. ISBN: 978-3-642-29795-3.
- [28] W. SHEN, F. WANG, D. BOROYEVICH und Y. LIU. „Definition and acquisition of CM and DM EMI noise for general-purpose adjustable speed motor drives“. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*. 20-25 June 2004, S. 1028–1033.
- [29] J. FRANZ. *EMV: Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen*. 4., erw. und überarb. Auflage. Studium. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2011. ISBN: 978-3834808936.
- [30] TING GUO, D. Y. CHEN und F. C. LEE. „Separation of the common-mode- and differential-mode-conducted EMI noise“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 11.3 (1996), S. 480–488. ISSN: 0885-8993.

- [31] J. de SANTIAGO, H. BERNHOFF, B. EKERGÅRD, S. ERIKSSON, S. FERHATOVIC, R. WATERS und M. LEIJON. „Electrical Motor Drive-lines in Commercial All-Electric Vehicles: A Review“. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 61.2 (2012), S. 475–484. ISSN: 0018-9545.
- [32] ERKUAN ZHONG und T. A. LIPO. „Improvements in EMC performance of inverter-fed motor drives“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 31.6 (1995), S. 1247–1256. ISSN: 00939994.
- [33] ERKUAN ZHONG, T. A. LIPO, J. R. JAESCHKE und D. GRITTER. „Analytical estimation and reduction of conducted EMI emissions in high power PWM inverter drives“. In: *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. 23-27 June 1996*, S. 1169–1175.
- [34] E. HOENE. *Methoden zur Vorhersage, Charakterisierung und Filterung elektromagnetischer Störungen von spannungsgespeisten Pulswechselrichtern: Techn. Univ., Diss.–Berlin*. Als Ms. gedr. Bd. 314. Fortschritt-Berichte / VDI Reihe 21, Elektrotechnik. Düsseldorf: VDI-Verl., 2001. ISBN: 3183314215.
- [35] S. WEBER, S. GUTTOWSKI, E. HOENE, W. JOHN und H. REICHL. „EMI coupling from automotive traction systems“. In: *2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC '03*. 2003, 591–594 Vol.1.
- [36] F. KREMER und S. FREI. „Modellierung von Komponenten des Hochspannungsbordnetzes zur simulationsbasierten Bestimmung der Störaussendung in Elektro- und Hybridfahrzeugen“. In: *2010 Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*. 2010.
- [37] F. KREMER, J. JIA und S. FREI. „Simulationsbasierte Bewertung der zulässigen Kopplung zwischen verschiedenen Spannungsebenen in Elektrofahrzeugen“. In: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Hrsg. von VDE VERLAG. Berlin: VDE-Verl., 2012. ISBN: 978-3800734054.
- [38] S. NIEDZWIEDZ und S. FREI. „Transient Emission Analysis of EV- and HEV-Powertrains using Simulation“. In: *2013 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC 2013*, S. 247–252.

- [39] S. NIEDZWIEDZ und S. FREI. „Simulationsgestützte Analyse von transienten leitungsgebundenen Störungen im elektrischen Antriebsstrang von Kraftfahrzeugen“. In: *EMV - Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*. Hrsg. von H. GARBE. Düsseldorf: VDE Verl., 2014. ISBN: 9783800735778.
- [40] H. JORDAN und M. WEIS. *Synchronmaschinen II - Schenkelpolmaschine*. uni-text. Braunschweig: Vieweg, 1971. ISBN: 3528033053.
- [41] P. L. ALGER und H. W. SAMSON. „Shaft Currents in Electric Machines“. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* XLIII (1924), S. 235–245. ISSN: 0096-3860.
- [42] M. KRIESE, E. WITTEK, S. GATTERMANN, H. TISCHMACHER, G. POLL und B. PONICK. „Influence of bearing currents on the bearing lifetime for converter driven machines“. In: *2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 1735–1739.
- [43] 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“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 32.2 (1996), S. 250–259. ISSN: 00939994.
- [44] H. E. BOYANTON und G. HODGES. „Bearing fluting [motors]“. In: *IEEE Industry Applications Magazine* 8.5 (2002), S. 53–57. ISSN: 10772618.
- [45] J. A. LAWSON. „Motor bearing fluting“. In: *Record of 1993 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference*. 21-25 June 1993, S. 32–35.
- [46] D. BUSSE, J. ERDMAN, R. J. KERKMAN, D. SCHLEGEL und G. SKIBINSKI. „Bearing currents and their relationship to PWM drives“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 12.2 (1997), S. 243–252. ISSN: 0885-8993.
- [47] A. BINDER und A. MUETZE. „Scaling Effects of Inverter-Induced Bearing Currents in AC Machines“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 44.3 (2008), S. 769–776. ISSN: 00939994.
- [48] H. TISCHMACHER, I. P. TSOUMAS und S. GATTERMANN. „Probability model for discharge activities in bearings of converter-fed electric motors“. In: *2014 XXI International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 1818–1824.

- [49] A. KEMPSKI. „Capacitively coupled discharging currents in bearings of induction motor fed from PWM (pulsewidth modulation) inverters“. In: *Journal of Electrostatics* 51-52 (2001), S. 416–423. ISSN: 03043886.
- [50] M. KRIESE, E. WITTEK, S. GATTERMANN, H. TISCHMACHER, G. POLL und B. PONICK. „Prediction of motor bearing currents for converter operation“. In: *2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 1–6.
- [51] O. N. MAGDUN. *Calculation of high-frequency current distributions in inverter-fed electrical machines: Techn. Univ., Diss.–Darmstadt, 2012*. Berichte aus der Elektrotechnik. Aachen: Shaker, 2013. ISBN: 9783844016949.
- [52] H. TISCHMACHER und S. GATTERMANN. „Bearing currents in converter operation“. In: *2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 1–8.
- [53] H. TISCHMACHER, S. GATTERMANN, M. KRIESE und E. WITTEK. „Bearing wear caused by converter-induced bearing currents“. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, S. 784–791.
- [54] E. WITTEK, M. KRIESE, H. TISCHMACHER, S. GATTERMANN, B. PONICK und G. POLL. „Capacitances and lubricant film thicknesses of motor bearings under different operating conditions“. In: *2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 1–6.
- [55] H. TISCHMACHER und S. GATTERMANN. „Investigations on bearing currents in converter-fed electrical motors“. In: *2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 1764–1770.
- [56] H. TISCHMACHER und S. GATTERMANN. „Multiple signature analysis for the detection of bearing currents and the assessment of the resulting bearing wear“. In: *2012 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2012)*, S. 1354–1359.
- [57] E. WITTEK, M. KRIESE, H. TISCHMACHER, S. GATTERMANN, B. PONICK und G. POLL. „Capacitance of bearings for electric motors at variable mechanical loads“. In: *2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 1602–1607.

- [58] H. TISCHMACHER, I. P. TSOUMAS und A. FURTMANN. „Extended probability model for discharge activities in the drive train of converter-fed electric motors“. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '15 ECCE Europe)*, S. 1–10.
- [59] R. d. DONCKER, D. W. PULLE und A. VELTMAN. *Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control*. Power Systems. Dordrecht: Springer Science+Business Media B.V, 2011. ISBN: 9789400701793.
- [60] A. BINDER. *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012. ISBN: 978-3-540-71849-9.
- [61] O. MAGDUN, A. BINDER, C. PURCAREA und A. ROCKS. „High-frequency induction machine models for calculation and prediction of common mode stator ground currents in electric drive systems“. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*. 2009, S. 1–8.
- [62] F. ABDALLAH. „EMC Analysis of Electric Drives“. Dissertation. Lund: Lund University, 2012.
- [63] S.-P. WEBER, E. HOENE, S. GUTTOWSKI, W. JOHN und H. REICHL. „Modeling induction machines for EMC-Analysis“. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*. 20-25 June 2004, S. 94–98.
- [64] O. A. MOHAMMED, S. GANU, S. LIU, Z. LIU und N. ABED. „Study of High Frequency Model of Permanent Magnet Motor“. In: *International Electric Machines and Drives Conference*. 2005, S. 622–627.
- [65] D. BUROW, J. K. NELSON, S. SALON und J. STEIN. „High frequency synchronous generator model for Electromagnetic Signature Analysis“. In: *2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 1712–1716.
- [66] 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 (ICEM)*, S. 1706–1711.
- [67] G. GRANDI, D. CASADEI und A. MASSARINI. „High frequency lumped parameter model for AC motor windings“. In: *1997 European Conference on Power (EPE)*.

- [68] A. CONSOLI, G. ORITI, A. TESTA und A. L. JULIAN. „Induction motor modeling for common mode and differential mode emission evaluation“. In: *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*. 6-10 Oct. 1996, S. 595–599.
- [69] SHAOTANG CHEN, T. A. LIPO und D. FITZGERALD. „Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 32.6 (1996), S. 1365–1370. ISSN: 00939994.
- [70] A. BOGLIETTI und E. CARPANETO. „Induction motor high frequency model“. In: *34th Annual Meeting of the IEEE Industry Applications*. 3-7 Oct. 1999, S. 1551–1558.
- [71] O. MAGDUN und A. BINDER. „High-Frequency Induction Machine Modeling for Common Mode Current and Bearing Voltage Calculation“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 50.3 (2014), S. 1780–1790. ISSN: 00939994.
- [72] 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, 2006. APEC '06*. March 19, 2006, S. 1181–1186.
- [73] W. HOFMANN und J. ZITZELSBERGER. „PWM-control methods for common mode voltage minimization - a survey“. In: *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006*. May, 23rd - 26th, 2006, S. 1162–1167.
- [74] J. ZITZELSBERGER. *Optimierte Raumzeigermodulation zur Verringerung gleichtaktbedingter Lagerströme: Techn. Univ., Diss.–Chemnitz, 2007*. Berichte aus der Elektrotechnik. Aachen: Shaker, 2007. ISBN: 9783832266462.
- [75] M. CIRRINCIONE, M. PUCCI, G. VITALE und G. CIRRINCIONE. „A new direct torque control strategy for the minimization of common-mode emissions“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 42.2 (2006), S. 504–517. ISSN: 00939994.
- [76] A. BOUDOUDA, N. BOUDJERDA, M. MELIT, B. NEKHOUL, K. EL KHAMLIHI DRISSI und K. KERROUM. „Optimized RPWM technique for a Variable Speed Drive using induction motor“. In: *2012 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, S. 1–6.

- [77] FEI WANG, A. K. WALLACE, SHAOAN DAI, A. v. JOUANNE und HAORAN ZHANG. „Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 36.6 (2000), S. 1645–1653. ISSN: 00939994.
- [78] S.-P. WEBER. „Effizienter Entwurf von EMV-Filtern für leistungselektronische Geräte unter Anwendung der Methode der partiellen Elemente“. Diss. Berlin: Technische Universität, 28.08.2007.
- [79] M. SCHINKEL. „Entwurf und Simulation aktiver EMV-Filter für dreiphasige drehzahlveränderbare Antriebe“. Diss. Berlin: Technische Universität, 10.01.2009.
- [80] A. MUETZE und H. W. OH. „Application of Static Charge Dissipation to Mitigate Electric Discharge Bearing Currents“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 44.1 (2008), S. 135–143. ISSN: 00939994.
- [81] A. MUETZE und H. W. OH. „Design Aspects of Conductive Microfiber Rings for Shaft-Grounding Purposes“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 44.6 (2008), S. 1749–1757. ISSN: 00939994.
- [82] A. MUETZE und H. W. OH. „Current-Carrying Characteristics of Conductive Microfiber Electrical Contact for High Frequencies and Current Amplitudes: Theory and Applications“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 25.8 (2010), S. 2082–2092. ISSN: 0885-8993.
- [83] D. LUDOIS und J. REED. „Brushless Mitigation of Bearing Currents in Electric Machines via Capacitively Coupled Shunting“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* (2015), S. 1. ISSN: 00939994.
- [84] D. BUSSE, J. ERDMAN, R. J. KERKMAN, D. SCHLEGEL und G. SKIBINSKI. „An evaluation of the electrostatic shielded induction motor: a solution for rotor shaft voltage buildup and bearing current“. In: *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*. 6-10 Oct. 1996, S. 610–617.
- [85] P. MAKI-ONTTO und J. LUOMI. „Bearing current prevention of converter-fed AC machines with a conductive shielding in stator slots“. In: *International Electric Machines & Drives Conference*. 1-4 June 2003, S. 274–278.
- [86] P. MÄKKI-ONTTO. „Modeling and reduction of shaft voltages in AC motors fed by frequency converters“. Dissertation. Helsinki: University of Technology, 21. April 2006.

- [87] F. J. T. E. FERREIRA, M. V. CISTELECAN und A. T. d. ALMEIDA. „Slot-embedded partial electrostatic shield for high-frequency bearing current mitigation in inverter-fed induction motors“. In: *2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 1–6.
- [88] F. J. T. E. FERREIRA, M. V. CISTELECAN und A. T. d. ALMEIDA. „Evaluation of Slot-Embedded Partial Electrostatic Shield for High-Frequency Bearing Current Mitigation in Inverter-Fed Induction Motors“. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 27.2 (2012), S. 382–390. ISSN: 0885-8969.
- [89] S. FLOHRER. *Analyse der dynamischen Magnetisierungsprozesse nanokristalliner Weichmagnete: Techn. Univ., Diss.–Dresden, 2006*. Töning: Der Andere Verl., 2007. ISBN: 3899595785.
- [90] Y. GEMEINDER, M. SCHUSTER, B. RADNAI, B. SAUER und A. BINDER. „Calculation and validation of a bearing impedance model for ball bearings and the influence on EDM-currents“. In: *2014 XXI International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 1804–1810.
- [91] D. C. MEEKER. „An improved continuum skin and proximity effect model for hexagonally packed wires“. In: *Journal of Computational and Applied Mathematics* 236.18 (2012), S. 4635–4644. ISSN: 03770427.
- [92] P. B. REDDY, T. M. JAHNS und T. P. BOHN. „Modeling and analysis of proximity losses in high-speed surface permanent magnet machines with concentrated windings“. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 996–1003.
- [93] G. MÜLLER und B. PONICK. *Grundlagen elektrischer Maschinen*. 9., völlig neu bearb. Auflage. Bd. 1. Elektrische Maschinen. Weinheim: Wiley-VCH, 2012. ISBN: 3527660445.
- [94] J. A. WALKER, D. G. DORRELL und C. COSSAR. „Flux-linkage calculation in permanent-magnet motors using the frozen permeabilities method“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 41.10 (2005), S. 3946–3948. ISSN: 0018-9464.
- [95] J. K. TANGUDU, T. M. JAHNS, A. M. EL-REFAIE und Z. Q. ZHU. „Segregation of torque components in fractional-slot concentrated-winding interior PM machines using frozen permeability“. In: *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. ECCE 2009*, S. 3814–3821.
- [96] D. C. MEEKER. *Finite Element Method Magnetics: Version 4.2*. 2013.

- [97] H. KADEN. *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik*. 2., vollst. neu bearb. Aufl. 1959, Nachdr. in veränd. Ausstattung. Klassiker der Technik. Berlin: Springer, 2006. ISBN: 9783540325697.
- [98] O. MAGDUN und A. BINDER. „Calculation of roller and ball bearing capacitances and prediction of EDM currents“. In: *IECON 2009 - 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, S. 1051–1056.
- [99] M. BERTH. *Elektrische Belastung der Wicklungsisolierung pulsumrichtergespeister Niederspannungsmotoren*. Als Ms. gedr. Bd. 247. Fortschrittberichte VDI Reihe 21, Elektrotechnik. Düsseldorf: VDI-Verl., 1998. ISBN: 3183247216.
- [100] C. S. CHAVES, J. R. CAMACHO, H. d. PAULA, M. L. R. CHAVES und E. SARAIVA. „Capacitances calculation using FEM for transient overvoltage and common mode currents prediction in inverter-driven induction motors“. In: *2011 IEEE PES PowerTech - Trondheim*, S. 1–7.
- [101] G. BERTOTTI. *Hysteresis in magnetism: For physicists, materials scientists and engineers*. Digitaler Nachdr. Academic Press series in electromagnetism. San Diego, Calif.: Acad. Press, 2008. ISBN: 9780120932702.
- [102] J. M. BENTLEY und P. J. LINK. „Evaluation of motor power cables for PWM AC drives“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 33.2 (1997), S. 342–358. ISSN: 00939994.
- [103] A. J. SCHWAB. *Begriffswelt der Feldtheorie: Elektromagnetische Felder, Maxwell-Gleichungen, Gradient, Rotation, Divergenz*. 7., bearb. und erg. Aufl. 2013. Springer-Lehrbuch. Berlin, Heidelberg: Springer, 2013. ISBN: 978-3-642-34565-4.
- [104] L. SANDROLINI, U. REGGIANI und M. ARTIOLI. „Electric and Magnetic Characterization of Materials“. In: *Behaviour of Electromagnetic Waves in Different Media and Structures*. Hrsg. von A. AKDAGLI. InTech, 2011. ISBN: 978-953-307-302-6.
- [105] K. KÜPFMÜLLER, W. MATHIS und A. REIBIGER. *Theoretische Elektrotechnik: Eine Einführung*. 19., aktual. Aufl. 2013. Springer-Lehrbuch. Berlin, Heidelberg, s.l.: Springer Berlin Heidelberg, 2013. ISBN: 9783642379390.

- [106] P. WINZER und M. DOPPELBAUER. „Berechnung von Wirkungsgradkennfeldern von Asynchronmaschinen mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode: Calculation of Efficiency Maps of Induction Motors Using Finite Element Method“. In: *Antriebssysteme 2013*. Hrsg. von M. DOPPELBAUER. Bd. 138, CD-ROM. ETG-Fachbericht. Berlin: VDE-Verl., 2013. ISBN: 9783800735464.
- [107] G. MÜLLER, K. VOGT und B. PONICK. *Berechnung elektrischer Maschinen*. 6., völlig neu bearb. Auflage. Bd. 2. Elektrische Maschinen. Weinheim: Wiley-VCH, 2012. ISBN: 3527660194.
- [108] H. A. WOLFSPERGER. *Elektromagnetische Schirmung – Theorie und Praxisbeispiele*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2008. ISBN: 978-3-540-76912-5.
- [109] E. HERING. *Elektrotechnik und Elektronik für Maschinenbauer*. 2. Aufl. 2012. VDI-Buch. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012. ISBN: 978-3-642-12880-6.
- [110] S. PAUL und R. PAUL. *Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik* 2. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012. ISBN: 978-3-642-24156-7.
- [111] A. E. FITZGERALD, C. KINGSLEY und S. D. UMANS. *Electric machinery*. 6. ed., international ed., [Nachdr.] McGraw-Hill series in electrical and computer engineering. Boston, Mass.: McGraw-Hill, 2009. ISBN: 0071121935.
- [112] E. ZEIDLER. *Springer-Taschenbuch der Mathematik*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013. ISBN: 978-3-8351-0123-4.
- [113] K. STIERSTADT. *Thermodynamik: Von der Mikrophysik zur Makrophysik*. Springer-Lehrbuch. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010. ISBN: 9783642050978.
- [114] H. O. SEINSCH. *Grundlagen elektrischer Maschinen und Antriebe*. 3., neubearbeitete und erweiterte Auflage. Wiesbaden, s.l.: Vieweg+Teubner Verlag, 1993. ISBN: 3519061643.
- [115] K. MAGNUS, K. POPP und W. SEXTRO. *Schwingungen*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013. ISBN: 978-3-8348-2574-2.
- [116] E. GUBÍA, P. SANCHIS, Ó. ALONSO, J. LÓPEZ, A. LUMBRERAS und L. MARROYO. „Cable modelling for electrical drives“. In: *2003 European Conference on Power Electronics and Applications*. 2003.

- [117] S.-P. WEBER. „Modellierung geschirmter Leistungskabel im Frequenzbereich“. In: *EMV 2006- Internationale Fachmesse und kongress für elektromagnetische Verträglichkeit*. Hrsg. von VDE VERLAG. Berlin, 2006.
- [118] Y. WEENS, N. IDIR, R. BAUSIERE und J. J. FRANCHAUD. „Modeling and simulation of unshielded and shielded energy cables in frequency and time domains“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 42.7 (2006), S. 1876–1882. ISSN: 0018-9464.
- [119] N. IDIR, Y. WEENS und J.-J. FRANCHAUD. „Skin effect and dielectric loss models of power cables“. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 16.1 (2009), S. 147–154. ISSN: 1070-9878.
- [120] A. R. HEFNER und D. L. BLACKBURN. „An analytical model for the steady-state and transient characteristics of the power insulated-gate bipolar transistor“. In: *Solid-State Electronics* 31.10 (1988), S. 1513–1532. ISSN: 00381101.
- [121] R. KRAUS und K. HOFFMANN. „An analytical model of IGBTs with low emitter efficiency“. In: *[1993] 5th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*. 18-20 May 1993, S. 30–34.



Lebenslauf

Persönliche Daten

Bastian Heidler

Geboren am 28.10.1986 in Kelheim
verheiratet, Deutsch

Schule

09/1997–06/2006 Donau Gymnasium Kelheim

Studium

07/2006–03/2011 Duales Studium der Mechatronik an der OTH Regensburg
und der Krones AG

04/2011–04/2013 Studium der Mechatronik an der Universität Erlangen-Nürnberg

Beruf

04/2013–05/2013 Entwicklungsingenieur bei der ASAP Electronics GmbH

06/2013–05/2016 Wissenschaftlicher Mitarbeiter bei der Professur für Hybridelektische Fahrzeuge am Elektrotechnischen Institut des Karlsruher Institut für Technologie

seit 06/2016 Entwicklungsingenieur bei der Audi AG

Kranzberg, 26. November 2017





