

g

Ω₂J ? ? J ? ? () ? ? ? j ? J g²J ? ? ? ? ? J g

J ? ? J ? g² ? x ? β ? J ? J ? β J ? g

j J ? x ? (? ? J ? J ? g²J ? ? ? ? ? (? ? ? (? x ? ? ? J g

g

g

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

β₂ ? ? ? ? ? h₂ j J ? ? ? ? ? g

von der Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik

des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

β₂ ? ? J ? ? (? ? ? ? ? g

von

M.Sc. Mario Greule

geb. in Stuttgart

Tag der mündlichen Prüfung:

Hauptreferent:

Korreferent:

6. Dezember 2017

Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer

Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h. c. Kay Hameyer

(RWTH Aachen)

DOI: 10.5445/IR/1000078357



This document – excluding pictures and graphs – is licensed under the Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License (CC BY-SA 4.0):

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

Vorwort

Die vorliegende Arbeit behandelt sowohl die umfassende Modellbildung und Messung der frequenzabhängigen Verluste, als auch die anforderungsoptimale Auslegung einer hochdrehenden geschalteten Reluktanzmaschine für die Anwendung in Elektrofahrzeugen.

Entstanden ist die Arbeit während meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Hybridelektrische Fahrzeuge (HEV) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) in Kooperation mit der BMW Group in München.

Daher gilt mein Dank zuallererst meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer, dass er mir die Arbeit ermöglicht hat, mir große Freiheit sowie Vertrauen entgegengebracht und mich an entscheidenden Stellen motiviert hat. Ebenso bedanke ich mich bei Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h. c. Kay Hameyer für das Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Ein besonderer Dank gilt auch Uwe Deuke, Dr.-Ing. Berthold Schinnerl und Dr.-Ing. Günter Schlangen von BMW. Die gute Zusammenarbeit und die fachlichen Diskussionen haben wesentlich zur wissenschaftlichen Themenfindung und zum Gelingen der Arbeit beigetragen.

Darüber hinaus wären die wissenschaftliche Arbeit und die prototypische Umsetzung des Antriebssystems nicht möglich gewesen ohne die Unterstützung einer Vielzahl von Kollegen. Hervorzuheben sind dabei Patrick Winzer und Miriam Boxriker für den wissenschaftlichen Austausch und das Korrekturlesen der Arbeit sowie Markus Schiefer, Bernhard Saschin und Matthias Brodatzki für die Beratung bei der Konstruktion des Motors und der Entwicklung der Leistungselektronik. Außerdem danke ich Andreas Maier und seinen Kollegen in der Werkstatt für die Unterstützung bei der Fertigung und der Montage des Elektromotors. Einen wertvollen Beitrag zu dieser Arbeit haben ferner die vielen Abschlussarbeiter und Studierenden geleistet, die an meinem Forschungsprojekt mitgewirkt haben. Auch bei Ihnen möchte ich mich bedanken.

Besonders hervorheben möchte ich den Zusammenhalt und die gegenseitige Unterstützung innerhalb des Elektrotechnischen Instituts (ETI) mit

seinen drei Professoren Michael Braun, Martin Doppelbauer und Marc Hiller sowie den Mitarbeitern und Studierenden. Die Zeit mit den Kollegen und die gemeinsamen Aktivitäten haben mir sehr viel Freude bereitet.

Nicht zuletzt bedanke ich mich bei meiner Freundin Janina, meinen beiden Schwestern Nicole und Sandra sowie meinen Eltern für die schöne Zeit neben der Arbeit und deren Rückhalt.

Mario Greule

Karlsruhe, im Dezember 2017

Inhaltsverzeichnis

4	J	g		4
1.1			Motivation	1
1.2			Ziel der Arbeit.....	3
1.3			Vorstellung des Inhalts.....	4
p	j	g		7
2.1			Die geschaltete Reluktanzmaschine im Elektrofahrzeug.....	7
2.1.1			Kommerzielle Anwendungen.....	7
2.1.2			Vor- und Nachteile	8
2.2			Aufbau und Betriebsweise der geschalteten Reluktanzmaschine.....	13
2.2.1			Topologie.....	13
2.2.2			Wirkprinzip	14
2.2.3			Inverter	16
2.2.4			Betriebsverhalten	17
2.2.5			Magnetische Strangkopplung und Anschlusskonfiguration	21
m	(g	g	26
3.1			Struktur des Analyseverfahrens	26
3.2			Modellierung des Systemverhaltens	30
3.2.1			Herleitung anhand von Energiefunktionalen.....	30
3.2.2			Modellbildung der dreisträngigen geschalteten Reluktanzmaschine.....	34
3.3			Modellierung der Eisenverluste.....	44
3.3.1			Physikalische Grundlagen.....	45

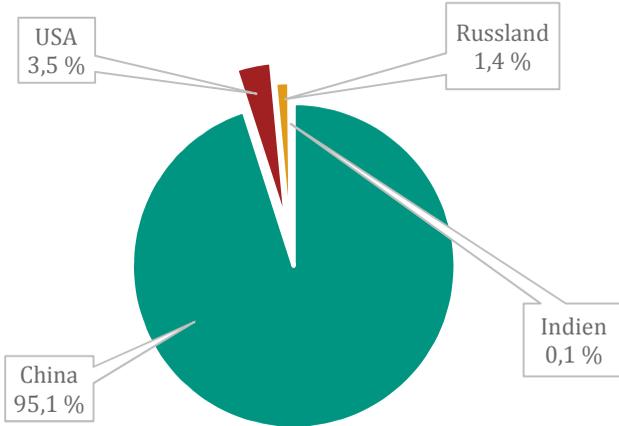
5.4	Messtechnik.....	150
ü	4 Png
6.1	Systemverhalten.....	154
6.1.1	Widerstand	154
6.1.2	Flussverkettungskennfeld	155
6.1.3	Stromtrajektorien.....	156
6.2	Separation der frequenzabhängigen Verluste	157
6.2.1	Eisenverlustmessung am Epsteinrahmen	158
6.2.2	Eisenverlustmessung an der Maschine mit fixiertem Rotor.....	161
6.2.3	Dynamische Messung der Kreisstromverluste.....	168
6.3	Verlust- und Effizienzkennfelder	175
6.3.1	Effizienzkennfeld und Maximalkennlinie	175
6.3.2	Verlustvalidierung.....	177
6.3.3	Einfluss der Anschlusskonfiguration	180
6.4	Bewertung des optimierten Designs.....	184
o	4 6og
7.1	Zusammenfassung.....	187
7.2	Ausblick.....	189
(.....	4 c 4g
A.1	Einfluss der Wickelkopfelemente.....	191
A.2	Ergebnisse.....	193
A.3	Messergebnisse und Validierung.....	194
)	4 ccg
B.1	Abkürzungsverzeichnis.....	199

Inhaltsverzeichnis

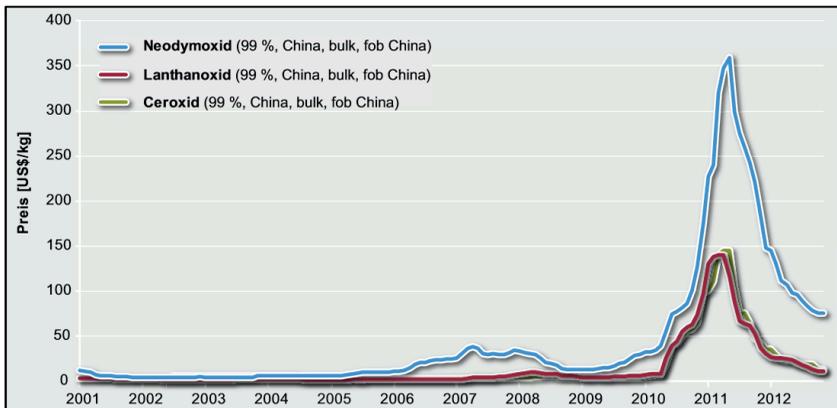
B.2	Symbolverzeichnis.....	199
B.3	Abbildungsverzeichnis.....	204
B.4	Tabellenverzeichnis	212
B.5	Literaturverzeichnis.....	213
x)	ppPg
ß	J	ppo

1 Einleitung

verringerte Leistungsdichte. Die Beschreibung und Verbesserung dieser drei Eigenschaften stehen derzeit im Fokus der Forschung.



6 2021 2022 2023 2024 2025 2026 2027 2028 2029 2030 2031 2032 2033 2034 2035 2036 2037 2038 2039 2040 2041 2042 2043 2044 2045 2046 2047 2048 2049 2050 2051 2052 2053 2054 2055 2056 2057 2058 2059 2060 2061 2062 2063 2064 2065 2066 2067 2068 2069 2070 2071 2072 2073 2074 2075 2076 2077 2078 2079 2080 2081 2082 2083 2084 2085 2086 2087 2088 2089 2090 2091 2092 2093 2094 2095 2096 2097 2098 2099 2100



6 2021 2022 2023 2024 2025 2026 2027 2028 2029 2030 2031 2032 2033 2034 2035 2036 2037 2038 2039 2040 2041 2042 2043 2044 2045 2046 2047 2048 2049 2050 2051 2052 2053 2054 2055 2056 2057 2058 2059 2060 2061 2062 2063 2064 2065 2066 2067 2068 2069 2070 2071 2072 2073 2074 2075 2076 2077 2078 2079 2080 2081 2082 2083 2084 2085 2086 2087 2088 2089 2090 2091 2092 2093 2094 2095 2096 2097 2098 2099 2100

4hp $\pi^2 \lambda A B_m D_i^2 l_{Fe} n_{eck}$

Das Ziel dieser Arbeit liegt in der Optimierung und Beschreibung der beiden letztgenannten Eigenschaften – eine Maximierung der Leistungsdichte unter Berücksichtigung einer hohen Effizienz. Die Stellgrößen zur Steigerung der Leistungsdichte ergeben sich aus der allgemeinen Entwurfsgleichung für elektrische Maschinen [2]:

$$P_i = \pi^2 \lambda A B_m D_i^2 l_{Fe} n_{eck} \quad (1.1)$$

Diese beschreibt die Abhängigkeit der inneren Leistung P_i zu den elektrischen Größen Leistungsfaktor λ , Strombelag A und mittlere Luftspaltinduktion B_m sowie den mechanischen Größen Rotordurchmesser D_i , Aktiv-eisenlänge l_{Fe} und Eckdrehzahl n_{eck} .

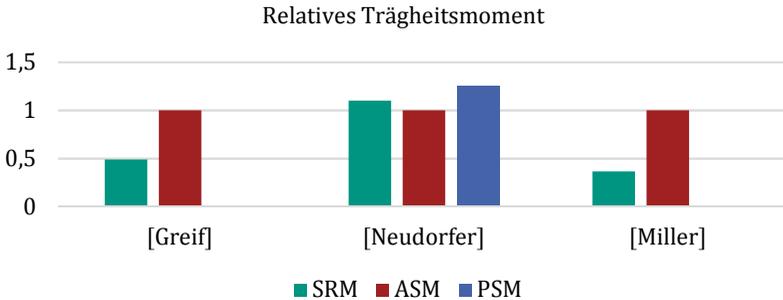
Die volumetrische Leistungsdichte Φ einer elektrischen Maschine

$$\Phi = \frac{P_i}{D_i^2 l_{Fe}} = \pi^2 \lambda A B_m n_{eck} \quad (1.2)$$

kann demnach durch Steigerung der Drehzahl, der magnetischen Ausnutzung ($\propto B_m$) und der elektrischen Ausnutzung ($\propto A$) erhöht werden. Daher soll eine SRM mit einer sehr hohen Drehzahl von 30.000 min^{-1} , einer effektiven Wassermantelkühlung, einem hohen Nutzfüllfaktor sowie einer hohen magnetischen Ausnutzung ausgelegt werden.

Aufgrund der hohen Drehzahl und der Maßnahmen zur Steigerung des Nutzfüllfaktors gewinnt der Einfluss der frequenzabhängigen Verluste an Bedeutung. Die detaillierte Analyse und die anschließende Validierung der frequenzabhängigen Verluste, insbesondere der Eisenverluste und der Wirbelstromverluste in den Leitern, stellen das zentrale Ziel dieser Arbeit dar. Eine weitere Herausforderung, die aus der hohen magnetischen Ausnutzung der Maschine resultiert, ist die magnetische Kopplung der einzelnen Stranggrößen. Diese erschwert die Modellbildung der frequenzabhängigen Verluste und beeinflusst zudem deren Ausprägung. Daher ist die magnetische Kopplung der Stränge ebenfalls in der Arbeit zu berücksichtigen.

Die Validierung der Modelle erfordert einen Prototyp, der entsprechend den Anforderungen eines Traktionsantriebs für Elektrofahrzeuge optimal



6 [22][21][20][19] 4 [22][21][20][19][18][17][16][15][14][13][12][11][10][9][8][7][6][5][4][3][2][1]

und Miller [20] gegenübergestellt. Die Werte sind jeweils auf das Trägheitsmoment der ASM normiert.

Wegen des einfachen Rotoraufbaus ist die SRM zudem sehr robust und daher für den Betrieb bei hohen Drehzahlen geeignet.

J [22][21][20][19][18][17][16][15][14][13][12][11][10][9][8][7][6][5][4][3][2][1]

Der Betriebsbereich maximaler Effizienz liegt bei einer SRM, ähnlich einer ASM, im oberen Drehzahlbereich und bei niedriger Drehmomentanforderung. Dies wirkt sich, trotz eines gegenüber der PSM verringerten Spitzenwirkungsgrades, günstig auf die Effizienz im Fahrzyklus aus [24]. Ein belastbarer quantitativer Vergleich anhand von Recherchedaten ist aufgrund der begrenzten Datenbasis jedoch nicht möglich.

Hinsichtlich der Leistungsdichte ist ein solcher Vergleich hingegen möglich. In Abbildung 2.3 erfolgt eine quantitative Gegenüberstellung der Maximalleistungsdichte auf Basis von Recherchedaten der SRM [19, 21, 22, 25-42], der ASM [19, 21, 29, 31, 39, 43-45] und der PSM [19, 26, 27, 29, 31, 46-55].

Dabei ist zu beachten, dass sich die Leistungsdichte auf das Aktivvolumen bezieht und die SRM aufgrund der Zahnspulenwicklung einen Vorteil bzgl. des hinzukommenden Wickelkopfvolumens besitzt. Daher kann von einer vergleichbaren volumetrischen Leistungsdichte der ASM und der SRM ausgegangen werden. Dies bestätigt sich auch anhand des Vergleichs der Dauerleistungsdichte in Abbildung 2.4. Die entsprechende Datenbasis

entstammt ebenfalls den obengenannten Quellenangaben, allerdings sind darin deutlich weniger Informationen zur Dauerleistung enthalten.

Zur besseren Übersichtlichkeit ist in Abbildung 2.4 die SRM aus [38] mit 52 kW/l bei 25.000 min^{-1} für die Anwendung im Luftfahrtbereich nicht dargestellt. Der Vergleich unter Berücksichtigung dieser Maschine erfolgt in Abbildung 2.5. Die Darstellung verdeutlicht, dass die SRM selbst bei sehr hohen Drehzahlen die Proportionalität der Leistungsdichtesteigerung mit zunehmender Drehzahl beibehält.

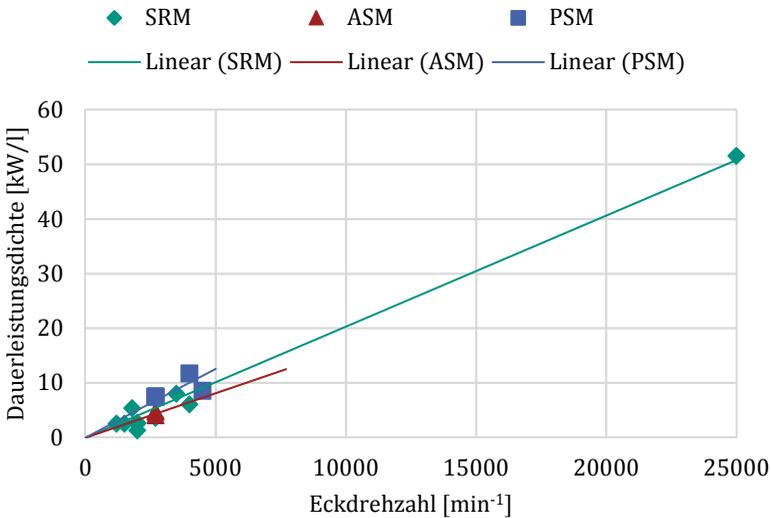


Abbildung 2.5: Vergleich der Dauerleistungsdichte über die Eckdrehzahl für SRM, ASM und PSM.

Sowohl die recherchierten Vergleiche der Maximalleistungsdichte als auch der Dauerleistungsdichte zeigen die Dominanz der PSM. Lediglich bei sehr hohen Drehzahlen ist eine konkurrenzfähige Leistungsdichte der SRM gegenüber der PSM denkbar. Dies ist der guten Proportionalität der Leistungsdichte bis zu hohen Drehzahlen aus Abbildung 2.5 zu entnehmen und deckt sich zudem mit der Aussage von Miller [20].

$$N_S = 2p \cdot m \quad (2.1)$$

$$N_R = 2p \cdot (m \pm 1) \quad (2.2)$$

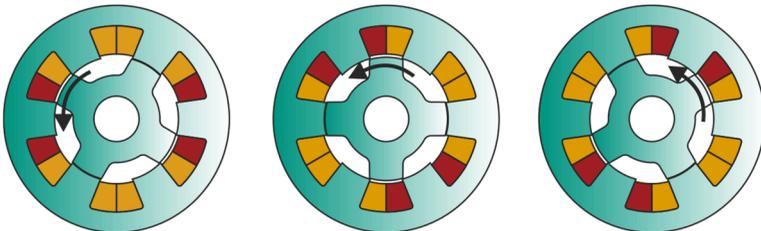
mit der Anzahl der Statorzähne N_S , der Anzahl der Rotorzähne N_R , der Polpaarzahl p und der Strangzahl m . Damit ergeben sich typische dreisträngige Statorzahn/Rotorzahn-Kombinationen von 6/4, 12/8 und 18/12 sowie typische viersträngige Kombinationen von 8/4 und 16/8.

plpplp

Da der Rotor der SRM weder Magnete noch eine Wicklung aufweist, basiert das Wirkprinzip ausschließlich auf der Reluktanzkraft. In Abbildung 2.6 ist die gleichmäßige Verteilung der Wicklungsstränge zu sehen und in Abbildung 2.7 die phasenverschobene Bestromung im Betrieb. Durch den Strangstrom entsteht ein Magnetfeld in den unwickelten Statorzähnen, welches sich über den Rotor und das Statorjoch schließt. Eine exemplarische Verteilung der Flussdichte ist in Abbildung 2.8 dargestellt.

Die Reluktanzkraft leitet sich aus dem Maxwell'schen Spannungstensor ab [58]. Demnach resultiert die Kraftdichte σ von einem Material mit (Oberflächen-) Permeabilität μ' und Feldstärke $\vec{H}' = (H'_n, H'_t)^T$ hin zu einem Material mit μ'' und $\vec{H}'' = (H''_n, H''_t)^T$ [59]:

$$\sigma = \frac{1}{2} (\mu'' - \mu') \left[\frac{\mu'}{\mu''} H_n'^2 + H_t'^2 \right] \quad (2.3)$$



 bestromter Strang  unbestromter Strang

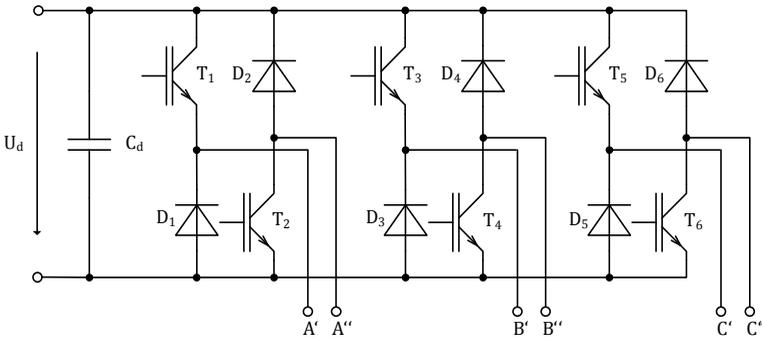
6                                    

malen Zustand strebt. Die gespeicherte magnetische Energie ist proportional zum Quadrat der eingepprägten Stromamplitude¹ und dem Kehrwert des magnetischen Widerstands². Da Luft einen höheren magnetischen Widerstand besitzt als Eisen, richtet sich der drehbar gelagerte Rotor stets so aus, dass sich der aktive Statorpol und der nächstgelegene Rotorpol gegenüberstehen. Dabei wird der magnetische Widerstand minimiert und infolgedessen magnetische Energie als Drehmoment an der Motorwelle frei. Durch Bestromung des nächsten Strangs entsprechend Abbildung 2.7 ist eine kontinuierliche Drehmomentbildung möglich.

Die mathematische Herleitung des Systemverhaltens unter nichtlinearen Bedingungen erfolgt in Abschnitt 3.2.

phlm g

Zur Steuerung des Strangstroms entsprechend Abbildung 2.7 ist ein leistungselektrisches Stellglied notwendig, das den Strom entgegen der wirksamen Motorinduktivität und unter Berücksichtigung der induzierten Spannung auf- und abbaut. Die gängigste Topologie für diese Aufgabe stellt die Schaltung in Abbildung 2.9 dar. Jede der einzelnen Mo-



6 75     
 

v      

m      

torstränge wird dabei unabhängig voneinander durch einen Zweiquadrantensteller mit unipolarer Stromrichtung versorgt.

Da zur Drehmomentbildung lediglich die Stromamplitude und die Änderung des magnetischen Widerstands beitragen, ist für den Betrieb der SRM eine unipolare Stromversorgung ausreichend. Daraus resultiert, dass für eine dreisträngige SRM die gleiche Anzahl an Leistungshalbleitern notwendig ist wie für eine dreisträngige Drehfeldmaschine.

10) g

Das Drehmoment der SRM kann durch unterschiedliche Verfahren bereitgestellt werden. Die gängigsten Methoden sind das 6 (ATC) [60] und das 9 (DITC) [61] Verfahren.

(g g g) xsg

Bei dem ATC-Verfahren erfolgt die Steuerung der Strangströme durch definierte Einschaltwinkel θ_{on} , Ausschaltwinkel θ_{off} und einen Spitzenwert des Stromes I_{max} . Ein exemplarischer Verlauf des Stromes und des Drehmoments ist Abbildung 2.10 zu entnehmen. Die Parameter θ_{on} , θ_{off} und I_{max} werden entweder durch analytische Näherungen im Betrieb berechnet [57] oder aus vorab optimierten Lookup-Tabellen (LUT) bezogen.

Mit zunehmender Drehzahl steigt die Winkelgeschwindigkeit, wodurch die winkelabhängige Stromanstiegsgeschwindigkeit abnimmt. Zugleich steigt mit der Drehzahl die induzierte Gegenspannung der Maschine. Beide Effekte reduzieren die Stellreserve, so dass der Maximalstrom bei Drehzahlen oberhalb des Eckpunktes nicht mehr erreicht werden kann. Entsprechend Abbildung 2.11 stehen damit im oberen Drehzahlbereich nur noch die Parameter θ_{on} und θ_{off} zur Steuerung der SRM zur Verfügung.

Alternativ zu dem periodischen Aufbau und dem vollständigen Abbau der Strangströme in Abbildung 2.11 ist es im oberen Drehzahlbereich auch möglich, die Ströme dauerhaft aktiv zu halten. Dieser Betrieb wird 8 (CCM) genannt. Dieses Verfahren ermöglicht einen sehr weiten Konstantleistungsbereich der SRM [62]. Einen typischen Verlauf der Motorströme und des Drehmoments zeigt Abbildung 2.12.

Entsprechend der Verläufe in Abbildung 2.10 bis Abbildung 2.12 ist mit dem ATC-Verfahren eine hohe Drehmomentwelligkeit verbunden. Mit Hilfe geeigneter Ansteuermethoden ist diese Drehmomentwelligkeit im unteren Drehzahlbereich vermeidbar. Ein in der Literatur verbreiteter Ansatz stellt das DITC dar.

2.2.2.2 DITC (Direct Torque Control)

Das Verfahren wurde erstmals von Inderka und De Doncker [61] vorgestellt und ermöglicht eine konstante Drehmomentbildung der SRM im unteren Drehzahlbereich. Wie aus dem Namen hervorgeht, wird darin direkt das Drehmoment der Maschine eingeregelt und nicht wie sonst üblich der Strom. Ein exemplarischer Verlauf von Strom und Drehmoment ist in Abbildung 2.13 zu sehen.

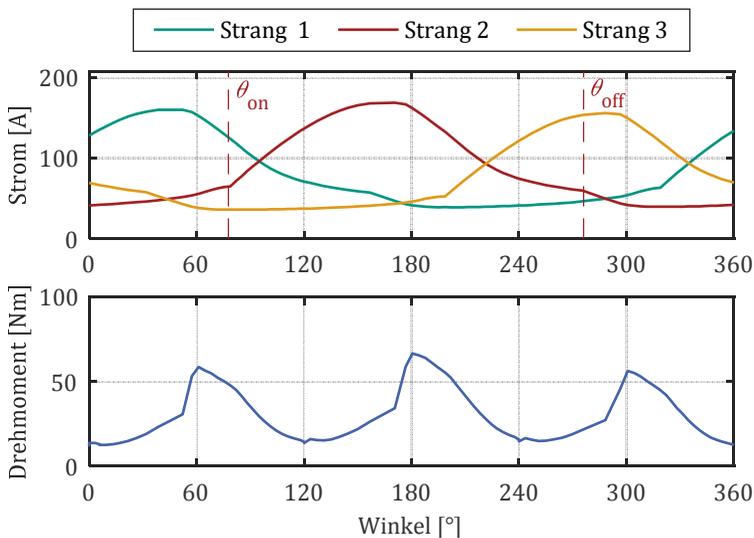


Abbildung 2.13: Strom- und Drehmomentverläufe über einen elektrischen Zyklus bei DITC

3.1 Systemmodellierung und Verlustanalyse

Im Vergleich zu Drehfeldmaschinen besitzt die SRM keinen sinusförmigen Strangstrom, sondern eine Kurvenform, die für jeden Drehzahl-Drehmoment-Betriebspunkt variiert. Die Kurvenform ergibt sich in der Regel durch ein Ansteuerverfahren entsprechend Abschnitt 2.2.4. Um die Verluste der SRM zu analysieren, sind demnach ein entsprechendes Ansteuerverfahren und ein Modell, welches das Systemverhalten der SRM abbildet, erforderlich.

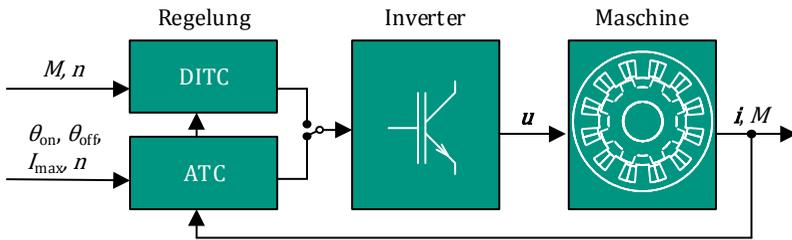
In der vorliegenden Arbeit erfolgen diese Systemmodellierung und die Verlustanalyse auf verschiedenen Abstraktionsebenen, die sich in Ihrer Genauigkeit und Berechnungsgeschwindigkeit deutlich unterscheiden. Dadurch ist es möglich, je nach Zielsetzung die geeignete Abstraktionsebene zu wählen. Darüber hinaus werden die Abstraktionsebenen miteinander kombiniert, um einen zusätzlichen Mehrwert zu schaffen. Ein Überblick über die gesamte Toolkette ist in Abbildung 3.1 gegeben.

Die Abstraktionsebenen gliedern sich in eine analytische Berechnung des Systemverhaltens und der Verluste in Φ [63], in eine erweiterte Systemsimulation in Φ [64] und in eine Finite Elemente Analyse (FEA) mit Hilfe von Φ [65]. Die übergeordnete Programmsteuerung, der Datenaustausch und die Auswertung erfolgen mittels Φ [64], wohingegen die grauen Pfeile in Abbildung 3.1 den indirekten Datenfluss repräsentieren. Die Funktion der einzelnen Abstraktionsebenen und die Schnittstellen werden im Folgenden näher erläutert.

3.1.1 Analytische Maschinenberechnung

Die analytische Maschinenberechnung in SPEED ermöglicht eine schnelle Berechnung des Systemverhaltens und der Verluste unter Anwendung des ATC-Verfahrens aus Abschnitt 2.2.4. Das Systemverhalten kann dabei entweder aus dem Flussverkettungskennfeld, welches in SPEED analog zu [60, 66] analytisch aus der Geometrie berechnet wird, oder mit Hilfe einer FEA gewonnen werden [67].

Die analytische Berechnung ermöglicht eine Analyse der Auswirkung von Geometrievariationen, weshalb dies innerhalb des Optimierungsverfah-



622222224 4yn64 z 2222222222222222222222 2222222 222 22222224

DITC aus Abschnitt 2.2.4 implementiert. Die Modellierung des Systemverhaltens der SRM unter Berücksichtigung der magnetischen Strangkoppung wird in Abschnitt 3.2 im Detail hergeleitet und erläutert.

Entsprechend der analytischen Maschinenberechnung werden die Strangströme $i(t)$ und die Flussverkettungen der einzelnen Stränge $\Psi(t)$ exportiert, um daraus die Verluste zu berechnen.

Die resultierenden Stromkurvenformen der Systemsimulation können anschließend exportiert und als Eingangsgrößen für die FEA verwendet werden.

2222222g 222 22222g 2222222g (sg

Im Gegensatz zur Systemsimulation ermöglicht die FEA die Berechnung der räumlichen Strom- und Feldverteilung in der Maschine. Da diese deutlich zeitaufwendiger ist, werden die Strangströme $i(t)$ in der Systemsimulation berechnet und gemeinsam mit der Drehzahl n als zeitabhängige Randbedingung in Flux integriert.

Das erforderliche FEA-Maschinenmodell wird automatisiert aus der Geometrie in SPEED oder anhand einer spezifizierten Datenklasse in MATLAB erstellt. Je nach Verlustanalyse unterscheiden sich die Anforderungen an das Modell, was in den Abschnitten 3.3.4 und 3.4.4 näher erläutert wird.

Nach der Lösung des Finite Elemente Problems in Flux werden die Vektorpotentiale $A(x_k, y_k, t)$ jedes Netzknotens k zur Analyse der Eisenverluste oder die Verluste $P_{v,Cu}(l, t)$ jedes Leiters l zur Analyse der Wirbelstromverluste exportiert. Diese Informationen werden in MATLAB zu den frequenzabhängigen Verlusten verarbeitet.

Über die Koppeldomäne kann elektrische Energie in mechanische gewandelt werden und umgekehrt. Das Systemverhalten kann allerdings nur beschrieben werden, sofern die Koppeldomäne als verlustfrei angenommen werden kann [69]. Da die Koppeldomäne in diesem Fall das magnetische Feld im Motor darstellt, trifft diese Annahme zu, sofern die Verluste im Feld vernachlässigt oder vollständig der elektrischen oder mechanischen Domäne zugeordnet werden können. Das heißt, dass die internen Ströme und Spannungen $\{\mathbf{i}, \mathbf{u}\}$ nicht zwingend den externen Strömen und Spannungen $\{\mathbf{i}_e, \mathbf{u}_e\}$ entsprechen müssen. Dasselbe gilt für das innere Drehmoment und die innere Drehzahl $\{M, \Omega\}$ sowie das externe Drehmoment und die externe Motordrehzahl $\{M_e, \Omega_e\}$.

Unter der Voraussetzung, dass die internen Ströme $\mathbf{i} = (i_1, i_2, \dots, i_n)^T$ und das innere Drehmoment M unabhängig voneinander sind, wird die gespeicherte magnetische Feldenergie W_m in der Koppeldomäne zum Zeitpunkt t durch folgende Gleichung beschrieben:

$$\begin{aligned} W_m(t) &= W_m(0) + \int_0^t (\sum_{k=1}^n u_k(\tilde{t}) i_k(\tilde{t}) - \Omega(\tilde{t}) M(\tilde{t})) d\tilde{t} \\ &= W_m(0) + \int_0^t (\mathbf{u}(\tilde{t}) \cdot \mathbf{i}(\tilde{t}) - \Omega(\tilde{t}) M(\tilde{t})) d\tilde{t} \end{aligned} \quad (3.1)$$

wobei die elektrische Leistung eines Knotens durch $P_{el,k} = u_k \cdot i_k$ und die mechanische Leistung durch $P_{mech} = M \cdot \Omega$ beschrieben werden. Dabei wird die Konvention eingeführt, dass die elektrische Leistung einen positiven Beitrag zur magnetischen Energie liefert und die mechanische Leistung den Energieeintrag verringert. Mit dem Zusammenhang aus Spannung und zeitlicher Ableitung des Flusses $u_k = d\Psi/dt$ sowie Drehzahl und zeitlicher Ableitung des Winkels $\Omega = d\gamma/dt$ folgt mit der Flussverkettung $\Psi = (\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_n)^T$ und dem mechanischen Winkel γ aus Gleichung (3.1):

$$\begin{aligned} W_m(\gamma, \Psi) &= W_m(\gamma_0, \Psi_0) \\ &+ \int_{\Psi_0}^{\Psi} \mathbf{i}(\gamma, \tilde{\Psi}) \cdot d\tilde{\Psi} - \int_{\gamma_0}^{\gamma} M(\tilde{\gamma}, \Psi) d\tilde{\gamma} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Aufgrund der Annahme, dass das magnetische Koppelfeld keine Verluste aufweist, lässt sich die magnetische Energie $W_m(\gamma, \Psi)$ zudem in Form ihres totalen Differenzials darstellen [71]:

$$dW_m(\gamma, \Psi) = \sum_{k=1}^n \frac{\square W_m(\gamma, \Psi)}{\partial \Psi_k} d\Psi_k + \frac{\square W_m(\gamma, \Psi)}{\partial \gamma} d\gamma \quad (3.3)$$

Ein totales Differential ist stets pfadunabhängig integrierbar. Die Integration von Gleichung (3.3) liefert damit folgendes Ergebnis:

$$W_m(\gamma, \Psi) = W_m(\gamma_0, \Psi_0) + \int_{\Psi_0}^{\Psi} \sum_{k=1}^n \frac{\square W_m(\gamma, \Psi)}{\partial \Psi_k} d\Psi_k - \int_{\gamma_0}^{\gamma} \frac{\square W_m(\tilde{\gamma}, \Psi)}{\partial \tilde{\gamma}} d\tilde{\gamma} \quad (3.4)$$

Durch einen Koeffizientenvergleich von Gleichung (3.2) und (3.4) folgt der Zusammenhang des Stroms in Abhängigkeit von der Flussverkettung und des Drehmoments. Da es jedoch gängiger ist, die Flussverkettungen in Abhängigkeit der Ströme zu beschreiben, wird zunächst die Legendre-Transformation angewandt [72]:

$$W_m^*(\gamma, \mathbf{i}) = \Psi(\gamma, \mathbf{i}) \cdot \mathbf{i} - W(\gamma, \Psi(\gamma, \mathbf{i})) \quad (3.5)$$

wobei W_m^* die magnetische Koenergie mit den unabhängigen Variablen Strom \mathbf{i} und mechanischem Winkel γ repräsentiert. Durch Anwendung der Transformation resultieren aus den Gleichungen (3.2) und (3.4) die folgenden Zusammenhänge:

$$W_m^*(\gamma, \mathbf{i}) = W_m^*(\gamma_0, \mathbf{i}_0) + \int_{\mathbf{i}_0}^{\mathbf{i}} \Psi(\gamma, \tilde{\mathbf{i}}) d\tilde{\mathbf{i}} - \int_{\gamma_0}^{\gamma} M(\tilde{\gamma}, \mathbf{i}) d\tilde{\gamma} \quad (3.6)$$

$$W_m^*(\gamma, \mathbf{i}) = W_m^*(\gamma_0, \mathbf{i}_0) + \int_{\mathbf{i}_0}^{\mathbf{i}} \sum_{k=1}^n \frac{\partial W_m^*(\gamma, \tilde{\mathbf{i}})}{\partial \tilde{i}_k} d\tilde{i}_k - \int_{\gamma_0}^{\gamma} \frac{\partial W_m^*(\tilde{\gamma}, \mathbf{i})}{\partial \tilde{\gamma}} d\tilde{\gamma} \quad (3.7)$$

Aus dem Koeffizientenvergleich der grün markierten Terme von Gleichung (3.6) und Gleichung (3.7) sowie der Nebenbedingung, dass der magnetische Zustand als konstant betrachtet werden kann³, ergibt sich das innere Drehmoment M zu:

$$M = \frac{\partial W_m^*}{\partial \gamma} \quad (3.8)$$

³ [https://www.researchgate.net/publication/327224407/figure/fig/1/figure-pdf/567224407/figure-pdf/567224407.pdf](#)

Durch eine geeignete Wahl der Anfangswerte (γ_0, \mathbf{i}_0) wird der Term $W_m^*(\gamma_0, \mathbf{i}_0)$ zu null und damit folgt mit einem festen Winkel $\gamma = \gamma_0$ aus Gleichung (3.6) der Zusammenhang für die Koenergie:

$$\begin{aligned} W_m^*(\gamma_0, \mathbf{i}) &= \int_{i_0}^i \Psi(\gamma_0, \mathbf{i}) \cdot d\mathbf{i} - \underbrace{\int_{\gamma_0}^{\gamma_0} M(\tilde{\gamma}, \mathbf{i}) d\tilde{\gamma}}_{=0} \\ &= \int_{i_0}^i \Psi(\gamma_0, \mathbf{i}) \cdot d\mathbf{i} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Infolge der Stetigkeit der Flussverkettung kann mit dieser Gleichung die Koenergie bei einem festen Winkel γ_0 bestimmt werden.

Die magnetische Flussverkettung in Abhängigkeit des Strangstroms \mathbf{i} kann durch eine FEA oder anhand von Messungen aus der allgemeinen Spannungsgleichung erfolgen:

$$\mathbf{u}_e = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d}{dt} \Psi \quad (3.10)$$

Allerdings setzt diese Gleichung voraus, dass alle elektrischen Verluste in Form eines seriellen Widerstands \mathbf{R} berücksichtigt werden können, was impliziert, dass sich die internen und externen Strangströme entsprechen ($\mathbf{i} = \mathbf{i}_e$). Damit die weiteren Annahmen zutreffen, müssen die frequenzabhängigen Verluste vernachlässigt oder in die Form der Gleichung (3.10) transformiert werden. Eine praktische Implementierung zur messtechnischen Erfassung der Flussverkettung unter der Berücksichtigung der magnetischen Strangkopplung ist in [73] gegeben.

Durch partielle Differentiation wird Gleichung (3.10) in Abhängigkeit der Systemvariablen Strangströme und Motorwinkel dargestellt:

$$\mathbf{u}_e = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{\partial \Psi}{\partial \gamma} \cdot \Omega + \sum_{k=1}^n \frac{\partial \Psi}{\partial i_k} \frac{di_k}{dt} \quad (3.11)$$

Zusammenfassend wird das Systemverhalten durch die Spannungsbeziehung aus Gleichung (3.10) und die Drehmomentbeziehung aus Gleichung (3.8) in Abhängigkeit der Systemvariablen Strangströme $\mathbf{i} = (i_1, i_2, \dots, i_n)$ und Motorwinkel γ beschrieben.

mplp

In diesem Abschnitt wird die zuvor hergeleitete Theorie auf eine dreisträngige SRM angewandt. Die Implementierung erfolgt in einem a-kausalen Systemmodell in MATLAB Simscape. Akausal heißt, dass das Systemverhalten durch die äußeren Randbedingungen bestimmt wird [68]. Sofern beispielsweise die Motorspannung und die Drehzahl als Randbedingungen definiert werden, ergeben sich die freien Größen Drehmoment und Strangströme durch die Modelleigenschaften.

Das elektrische Verhalten der einzelnen Stränge wird in Abhängigkeit der Systemvariablen elektrischer Winkel und Strom $(\theta, \mathbf{i}) = (\theta, i_1, i_2, i_3)$ modelliert. Die Indizes 1,2,3 ordnen die Ströme, Spannungen, Widerstände und Flussverkettungen jeweils den entsprechenden Strängen zu. Der Zusammenhang zwischen mechanischem Winkel γ und elektrischem Winkel θ ist für eine SRM durch folgende Gleichung beschrieben [20]:

$$\theta = N_R \cdot \gamma \tag{3.12}$$

Des Weiteren wird vorausgesetzt, dass jeder Strangstrom das gleiche Profil mit einer jeweiligen Phasenverschiebung von $\Delta\theta = 120^\circ$ aufweist. Daher ist unter Berücksichtigung der jeweiligen Phasenverschiebung auch das Spannungsverhalten der drei Stränge identisch. Aus Gleichung (3.11) folgt damit für die Spannung des ersten Strangs:

$$u_1 = R_1 i_1 + \frac{\partial \Psi_1(\theta, i_1, i_2, i_3)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial \Psi_1(\theta, i_1, i_2, i_3)}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{\partial \Psi_1(\theta, i_1, i_2, i_3)}{\partial i_2} \frac{di_2}{dt} + \frac{\partial \Psi_1(\theta, i_1, i_2, i_3)}{\partial i_3} \frac{di_3}{dt} \tag{3.13}$$

Es ist ersichtlich, dass die Spannung des ersten Strangs nur von der Flussverkettung des ersten Strangs abhängt und unabhängig von den Flussverkettungen der anderen Stränge ist.

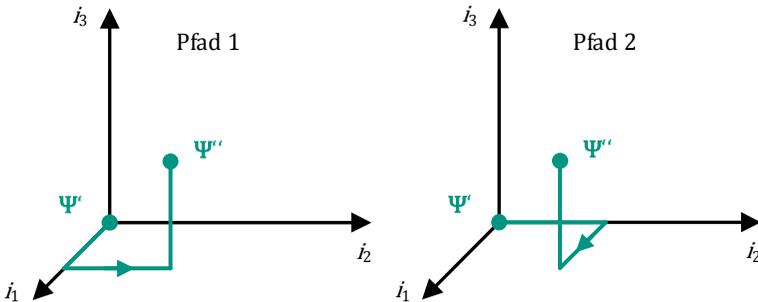
Im Gegensatz dazu ist das resultierende Drehmoment nicht für jeden Strang einzeln darstellbar. Es wird anhand von Gleichung (3.8) unter Berücksichtigung der Koenergie aus Gleichung (3.9) berechnet. Im Falle der dreisträngigen SRM, stellt die Flussverkettung Ψ ein dreidimensionales Vektorfeld dar:

$$\Psi = \begin{pmatrix} \Psi_1(i_1, i_2, i_3) \\ \Psi_2(i_1, i_2, i_3) \\ \Psi_3(i_1, i_2, i_3) \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

Entsprechend [71] erfolgt die Integration eines verlustfreien Vektorfeldes entlang eines geschlossenen Weges. Damit ergibt sich folgende Lösung des Integrals zur Berechnung der Koenergie:

$$\begin{aligned} W_m^*(\theta_0, \mathbf{i}) &= \int_0^{i_1} \Psi_1(\theta_0, \tilde{i}_1, 0, 0) d\tilde{i}_1 \\ &+ \int_0^{i_2} \Psi_2(\theta_0, i_1, \tilde{i}_2, 0) d\tilde{i}_2 \\ &+ \int_0^{i_3} \Psi_3(\theta_0, i_1, i_2, \tilde{i}_3) d\tilde{i}_3 \end{aligned} \quad (3.15)$$

Eine Veranschaulichung dieses Wegintegrals ist in Abbildung 3.4 links gegeben. Beginnend bei Ψ' wird zunächst in Richtung der ersten Dimension des Vektorfeldes Ψ_1 entlang i_1 integriert. Von dort ausgehend wird weiter in Richtung Ψ_2 entlang i_2 und anschließend in Richtung Ψ_3 entlang i_3 integriert bis letztlich Ψ'' erreicht wird.



67777777774yC54 N77777777777777 77777777777777

Aufgrund des verlustfreien Vektorfeldes ist die Integration pfadunabhängig [71]. Dementsprechend liefert die Integration entlang des Pfades in Abbildung 3.4 rechts dasselbe Ergebnis wie links, da die Startvektoren Ψ' und Zielvektoren Ψ'' identisch sind. Unter diesem Zusammenhang existieren weitere Mutationen für die Berechnung der Koenergie aus Gleichungen (3.15), wie es die Gleichungen (3.16) und (3.17) exemplarisch darstellen:

$$\begin{aligned}
 W_m^*(\theta_0, \mathbf{i}) &= \int_0^{i_2} \Psi_2(\theta_0, 0, \tilde{i}_2, 0) d\tilde{i}_2 \\
 &+ \int_0^{i_1} \Psi_1(\theta_0, \tilde{i}_1, i_2, 0) d\tilde{i}_1 \\
 &+ \int_0^{i_3} \Psi_3(\theta_0, i_1, i_2, \tilde{i}_3) d\tilde{i}_3
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

$$\begin{aligned}
 W_m^*(\theta_0, \mathbf{i}) &= \int_0^{i_3} \Psi_3(\theta_0, 0, 0, \tilde{i}_3) d\tilde{i}_3 \\
 &+ \int_0^{i_1} \Psi_1(\theta_0, \tilde{i}_1, 0, i_3) d\tilde{i}_1 \\
 &+ \int_0^{i_2} \Psi_2(\theta_0, i_1, \tilde{i}_2, i_3) d\tilde{i}_2
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Dabei entspricht Gleichungen (3.16) dem Beispiel in Abbildung 3.4 rechts.

Um die Koenergie über den gesamten elektrischen Winkelbereich θ zu erhalten, wird θ_0 entsprechend schrittweise variiert. Für die weiteren Berechnungen ist daher anzumerken, dass θ_0 durch den kontinuierlichen Winkel θ ersetzt werden kann, sofern der Einfluss der Ströme und des Winkels auf die Koenergie unabhängig voneinander sind. Im Betrieb wird diese Voraussetzung durch eine hohe Abtastrate gewährleistet. Da diese in der Praxis deutlich höher ist als die Änderung der Koenergie, kann die Abhängigkeit von Strom und Winkel als linear betrachtet werden und die Voraussetzung ist somit erfüllt.

Das resultierende Drehmoment ergibt sich entsprechend Gleichung (3.8) aus der Ableitung der Koenergie nach dem Winkel. Aus mathematischer Sicht können die einzelnen Terme aus den Gleichungen (3.15) bis (3.17) separiert und unabhängig voneinander differenziert werden. Gleichung (3.15) wird somit aufgeteilt in die Terme $W_{m,1}^*$, $W_{m,2}^*$, $W_{m,3}^*$:

$$\begin{aligned}
 W_m^*(\theta, \mathbf{i}) \\
 = W_{m,1}^*(\theta, i_1) + W_{m,2}^*(\theta, i_1, i_2) + W_{m,3}^*(\theta, i_1, i_2, i_3)
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

wodurch sich folgende Drehmomentterme ergeben:

$$M_1 = \frac{\partial W_{m,1}^*}{\partial \gamma} = N_R \frac{\partial W_{m,1}^*}{\partial \theta} \tag{3.19}$$

$$M_2 = \frac{\partial W_{m,2}^*}{\partial \gamma} = N_R \frac{\partial W_{m,2}^*}{\partial \theta} \tag{3.20}$$

$$M_3 = \frac{\partial W_{m,3}^*}{\partial \gamma} = N_R \frac{\partial W_{m,3}^*}{\partial \theta} \quad (3.21)$$

Da $W_{m,2}^*$ vom ersten und zweiten Strangstrom sowie $W_{m,3}^*$ von allen drei Strangströmen abhängt, lassen sich die Drehmomentterme aus Gleichung (3.19) bis (3.21) nicht den Drehmomenten der einzelnen Stränge zuordnen. Dieser Zusammenhang ist nur gegeben, sofern die Flussverkettungen der einzelnen Stränge ausschließlich vom jeweiligen Strangstrom abhängen und unabhängig von den anderen Strangströmen sind. Bei einer Maschine mit hoher Leistungsdichte ist diese Vereinfachung allerdings nicht gewährleistet [E1]. Unter Berücksichtigung der magnetischen Strangkopplung sind die Drehmomentterme M_1 , M_2 und M_3 nicht eindeutig, wie der Vergleich von Gleichung (3.15) mit Gleichung (3.16) beweist. Für die nachfolgende Implementierung des Modells in MATLAB Simscape ist dies von Bedeutung.

In MATLAB Simscape ist jeder Strang unabhängig von den anderen und mit derselben Struktur implementiert. Die magnetische Strangkopplung wird lediglich durch die Systemvariablen und die charakteristischen Daten berücksichtigt, welche in Form von LUTs in die Simulation integriert werden.

Die folgenden Daten in Abhängigkeit der Systemvariablen werden dem SRM-Modell als LUT zugrunde gelegt:

$$M_a(\theta, i_1, i_2, i_3) = N_R \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^{i_1} \Psi_1(\theta, \tilde{i}_1, i_2, 0) \cdot d\tilde{i}_1 \quad (3.22)$$

$$M_b(\theta, i_1, i_2, i_3) = N_R \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^{i_1} \Psi_1(\theta, \tilde{i}_1, 0, i_3) \cdot d\tilde{i}_1 \quad (3.23)$$

$$L_1(\theta, i_1, i_2, i_3) = \frac{\partial \Psi_1(\theta, i_1, i_2, i_3)}{\partial i_1} \quad (3.24)$$

$$L_2(\theta, i_1, i_2, i_3) = \frac{\partial \Psi_1(\theta, i_1, i_2, i_3)}{\partial i_2} \quad (3.25)$$

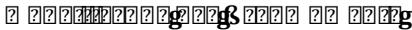
$$L_3(\theta, i_1, i_2, i_3) = \frac{\partial \Psi_1(\theta, i_1, i_2, i_3)}{\partial i_3} \quad (3.26)$$

$$\Lambda(\theta, i_1, i_2, i_3) = \frac{\partial \Psi_1(\theta, i_1, i_2, i_3)}{\partial \theta} \quad (3.27)$$

wobei zu einem Zeitschritt entweder M_a oder M_b zur Berechnung des Drehmoments herangezogen wird. Die Unterscheidung von M_a und M_b ist notwendig um Symmetriebedingungen zu nutzen und um das Verhalten einer LFP- und SFP-Kommutierung effizient zu modellieren [E1]. Ist es notwendig, das Drehmoment in Abhängigkeit von allen drei Strömen zu beschreiben, so kann alternativ das Ergebnis aus Gleichung (3.18) als LUT gespeichert werden. Dies hat hingegen den Nachteil einer aufwendigeren Datenerfassung und eines erhöhten Speicherbedarfs.

Entsprechend Gleichung (3.11) werden die LUTs L_1, L_2, L_3 und Λ verwendet, um das Spannungsverhalten zu beschreiben. Das Blockschaltbild eines Strangs ist Abbildung 3.5 zu entnehmen. Die Struktur aus dem Blockschaltbild wiederholt sich für jeden Strang. Lediglich der Winkel wird jeweils um 120° phasenverschoben und die Eingangsströme werden zyklisch vertauscht.

Die LUTs M_a und M_b berücksichtigen nicht alle Terme der Gleichungen (3.15) bis (3.17), woraus sich gewisse Einschränkungen bei der Drehmomentbildung ergeben. Um diese Einschränkungen näher zu erläutern, aber auch um die Vorzüge dieses Verfahrens aufzuzeigen, wird im Folgenden näher auf die Drehmomentbildung eingegangen.



In Abhängigkeit der Strangströme und des Motorwinkels wird das Drehmoment unter Beteiligung von einem, zwei oder mehreren Strängen gebildet. Für die dreisträngige SRM wird das Drehmoment in der Regel von einem oder zwei Strangströmen gebildet. Ein typisches Stromprofil über dem Winkel ist in Abbildung 2.13 skizziert.

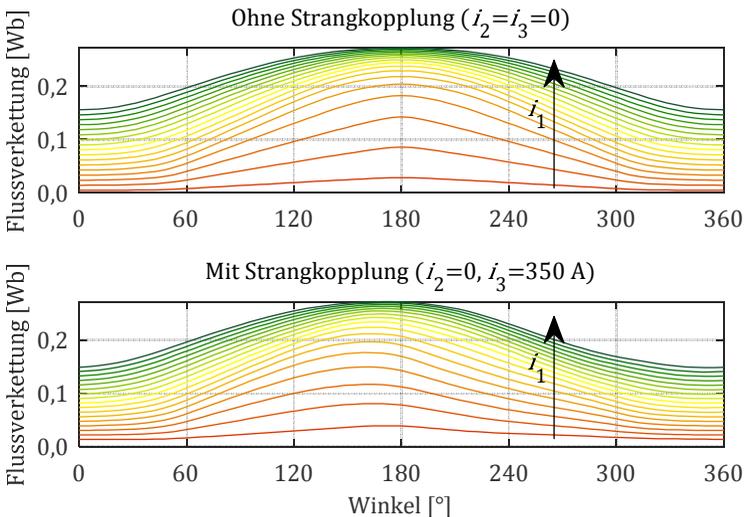
Der Bereich in dem zwei Stränge gleichzeitig Strom führen wird als Übergangsbereich bezeichnet. In diesem Bereich wird der Strom in einem Strang aufgebaut und in dem anderen reduziert.

Aufgrund der gleichen Modellstruktur mit unterschiedlichen Konfigurationen der Eingangsvariablen besitzt jeder Strang sein eigenes Bezugssystem und damit eine unterschiedliche Abfolge. Der Zusammenhang wird anhand des Beispiels in Abbildung 3.6 deutlich. Der Strom des Strangs R wird im Übergangsbereich reduziert und der Strom des Strangs S wird bis zu seinem Maximalwert erhöht. Die Reihenfolge mit der die einzelnen

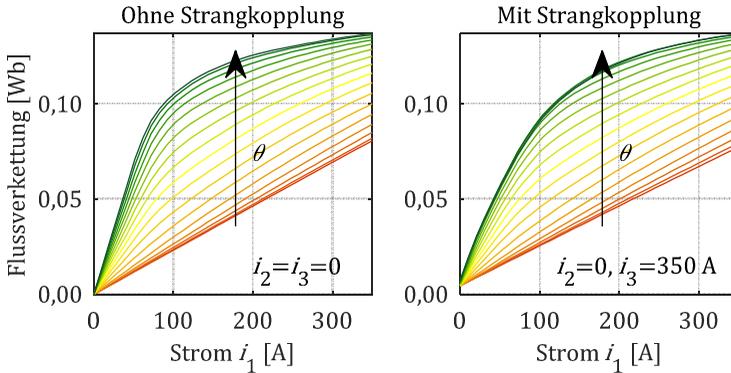
Darstellung der Flussverkettungskennfelder ist Abbildung 3.7 und Abbildung 3.8 jeweils mit und ohne Einfluss der magnetischen Strangkopplung zu entnehmen.

In Abbildung 3.7 ist die Kurvenschar der Flussverkettung von Strang 1 über dem Winkel und mit dem Strom des ersten Strangs i_1 als Parameter aufgezeigt. Ohne magnetische Strangkopplung ist unabhängig vom Strom i_1 eine streng monoton steigende Flussverkettung bis zu einem elektrischen Winkel von 180° und anschließend ein streng monotoner Rückgang zu erkennen. Diese Spiegelsymmetrie zu $\theta = 180^\circ$ ist unter dem Einfluss der Strangkopplung nicht mehr gegeben. Im unteren Diagramm der Abbildung 3.7 verschiebt sich das Maximum der Flussverkettung von Strang 1 zu kleineren Winkeln als $\theta = 180^\circ$.

Abbildung 3.8 zeigt die Flussverkettung von Strang 1 über dem Strom von Strang 1. Hierbei dient der elektrische Winkel θ als Parameter. Mit zunehmendem Winkel steigt die Flussverkettung und zudem der Sättigungseinfluss. Dieser Sättigungseinfluss wird, wie im rechten Teil der Abbildung 3.8 zu sehen, durch den Einfluss der Strangkopplung zusätzlich verstärkt.



$$\vec{u}_1 = [0; 360^\circ] \quad \vec{i}_1 = [0; 350 \text{ A}]$$



$\vec{i} = [0; 350 \text{ A}]^T$; $\theta = [0; 180^\circ]$

Die LUT-Daten aus den Gleichungen (3.22)-(3.27) werden durch numerische Differentiation und Integration aus dem Flussverketungskennfeld ermittelt. Dabei wird die Differentiation von f nach x durch den zentralen Differenzenquotienten gebildet:

$$\frac{df(x_k)}{dx} = \frac{f(x_{k+1}) - f(x_{k-1}))}{2 \cdot \Delta x} \quad (3.29)$$

wobei x äquidistant verteilt ist und $\Delta x = x_{k+1} - x_k$ darstellt. Die erste und letzte Differentiation erfolgt durch den vorwärts- bzw. rückwärtsgerichteten Differenzenquotienten. Die Integration zur Berechnung der Koenergie erfolgt durch die Sehnentrapezformel:

$$\begin{aligned} F(x_k) &= \int_0^{x_k} f(\tilde{x}) d\tilde{x} \\ &= \left[\frac{1}{2} (f(x_1) + f(x_k)) + \sum_{j=2}^{k-1} f(x_j) \right] \cdot \Delta x \end{aligned} \quad (3.30)$$

mit der Stammfunktion $F(x_k)$ an der Stelle x_k . Der erste Wert der Stammfunktion wird hierbei durch die untere Riemannsumme gebildet.

Für eine dreisträngige SRM ist der Aufwand der Datenerfassung proportional zu der vierten Potenz der Stützstellen einer Dimension, was eine hohe Rechenzeit bzw. einen hohen Messaufwand zur Folge hat. In [E2] wird ein Beispiel für eine genaue Abbildung des Systemverhaltens mit 24 Winkelstützstellen und je 13 Stützstellen für die drei Strangströme genannt, was insgesamt 52.728 Stützstellen für die Flussverketung ergibt.

Werden diese Daten in einer FEA auf einem Intel i7-377K mit 16 GB RAM berechnet, so ist für die Erfassung eine Rechenzeit von ca. 48 Stunden erforderlich. Bei dieser Angabe der Größenordnung sind die im Folgenden beschriebenen Maßnahmen zur Reduktion der Stützstellenzahl bereits angewandt.

) $\int_{\Omega} \mathbf{g}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{r}) \, d\Omega$ $\int_{\Omega} \mathbf{g}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{r}) \, d\Omega$
 ($\int_{\Omega} \mathbf{g}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{r}) \, d\Omega$ $\int_{\Omega} \mathbf{g}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{r}) \, d\Omega$

Aufgrund von Symmetriebedingungen ist es ausreichend, den halben Winkelbereich aufzuzeichnen und damit sowohl das LFP- als auch SFP-Verhalten zu modellieren. Dies verringert den zeitlichen Aufwand der Messung bzw. die Anzahl der Finiten Elemente Rechnungen auf ein Viertel.

Daher werden in der Systemsimulation lediglich die LUTs der halben elektrischen Periode hinterlegt und folgende Vorschriften angewandt, um das Verhalten über 360° abzubilden:

$$M_{\text{res}} = M_a(\theta, i_1, i_2, i_3) \quad \text{für } \theta \in [0^\circ, 180^\circ] \quad (3.31)$$

$$M_{\text{res}} = -M_b(360^\circ - \theta, i_1, i_3, i_2) \quad \text{für } \theta \in (180^\circ, 360^\circ] \quad (3.32)$$

$$L_{1,\text{res}} = L_1(\theta, i_1, i_2, i_3) \quad \text{für } \theta \in [0^\circ, 180^\circ] \quad (3.33)$$

$$L_{1,\text{res}} = L_1(360^\circ - \theta, i_1, i_3, i_2) \quad \text{für } \theta \in (180^\circ, 360^\circ] \quad (3.34)$$

$$L_{2,\text{res}} = L_2(\theta, i_1, i_2, i_3) \quad \text{für } \theta \in [0^\circ, 180^\circ] \quad (3.35)$$

$$L_{2,\text{res}} = L_3(360^\circ - \theta, i_1, i_3, i_2) \quad \text{für } \theta \in (180^\circ, 360^\circ] \quad (3.36)$$

$$L_{3,\text{res}} = L_3(\theta, i_1, i_2, i_3) \quad \text{für } \theta \in [0^\circ, 180^\circ] \quad (3.37)$$

$$L_{3,\text{res}} = L_2(360^\circ - \theta, i_1, i_3, i_2) \quad \text{für } \theta \in (180^\circ, 360^\circ] \quad (3.38)$$

$$\Lambda_{\text{res}} = \Lambda(\theta, i_1, i_2, i_3) \quad \text{für } \theta \in [0^\circ, 180^\circ] \quad (3.39)$$

$$\Lambda_{\text{res}} = \Lambda(360^\circ - \theta, i_1, i_3, i_2) \quad \text{für } \theta \in (180^\circ, 360^\circ] \quad (3.40)$$

mit dem Index res für die resultierende Größe in der Systemsimulation.

Die unterschiedliche Modellbildung von LFP- und SFP-Verhalten wird durch die Wahl der Anschlusspolarität bei der Datenerfassung festgelegt. Weisen entsprechend Abbildung 2.16 (links) drei aufeinanderfolgende Statorpole dieselbe Polaritätsrichtung auf, so beschreibt das Modell das

LFP-Verhalten. Eine alternierende Polarität der Pole während der Datenerfassung entsprechend Abbildung 2.16 (rechts) führt hingegen zu einer Modellbildung des SFP-Verhaltens. Eine Kombination der beiden Varianten – zwei aufeinanderfolgende Pole weisen die gleiche Polarität und der dritte Pol die entgegengesetzte Polarität auf – kann ebenfalls mit einem Datensatz realisiert werden. Das Umschalten in der Systemsimulation erfolgt dabei durch Vertauschen von M_a und M_b .

Dem verringerten Aufwand bei der Datenerfassung steht ein geringer Abbildungsfehler für $\theta \in (180^\circ, 360^\circ]$ gegenüber, da sich das Flussverkettungskennfeld entsprechend Abbildung 3.7 (unten) bei starker magnetischer Strangkopplung nicht mehr achsensymmetrisch zu $\theta = 180^\circ$ verhält. Weil die Abweichung jedoch überwiegend die Spannungsmodellierung betrifft, ist der Symmetrieansatz gut zur ressourcensparenden Modellbildung des Drehmoments geeignet [E1].

nm

Die Modellierung der Eisenverluste einer geschalteten Reluktanzmaschine ist herausfordernd, da diese nicht-sinusförmige Flussdichteverläufe, DC-Offsets, Minorloops (dt. Nebenschleifen) und rotierende Flussdichteverläufe im Rotor und Stator aufweist [75]. Kommerzielle FEA-Programme, wie Flux, berücksichtigen diese Eigenschaften gewöhnlich nicht. Aus diesem Grund werden die Eisenverluste der SRM häufig mit Hilfe von Flussdichtesensoren aus der FEA ermittelt [25, 76] oder analytisch aus den Flussverkettungsverläufen der Statorwicklungen abgeleitet [77, 78]. Eine Auswertung auf Finite Elemente Basis erfolgt in [75]. Darin nutzen die Autoren eine selbst entwickelte FEA-Software, um die Berechnung zu ermöglichen.

In der vorliegenden Arbeit werden die Verluste sowohl analytisch aus den Flussverkettungen der Statorwicklung ermittelt, um eine schnelle Eisenverlustberechnung auf Basis von SPEED und der Systemsimulation zu ermöglichen, als auch mittels eines auf den Ergebnissen in Flux basierenden Postprozessors berechnet. Unabhängig von der Methodik werden die Flussdichteverläufe in einzelnen Bereichen abgeleitet und anhand deren mit Hilfe eines Modells die Eisenverluste berechnet.

Im Anschluss an eine kurze Einführung in die physikalischen Grundlagen der Eisenverluste wird in Abschnitt 3.3.2 das gängigste Modell zur Berechnung der Eisenverluste einer SRM diskutiert. Darüber hinaus wird ein erweitertes Modell ausgehend von Jordan [79] und Bertotti [80] vorgestellt.

3.3.2 Modellierung der Eisenverluste

Infolge der atomaren Elektronenbewegung (Bahndrehimpuls und Eigendrehimpuls) entstehen magnetische Felder in einem ferromagnetischen Werkstoff. Diese magnetischen Felder richten sich innerhalb sogenannter Weißscher Bezirke homogen aus. Da ein physikalisches System stets nach dem energieminimalen Zustands strebt, richten sich die Weißschen Bezirke ohne äußere Anregung so aus, dass sich die Magnetfelder innerhalb des ferromagnetischen Materials schließen und nach außen kein Magnetfeld messbar ist, siehe Abbildung 3.9 links. [81]

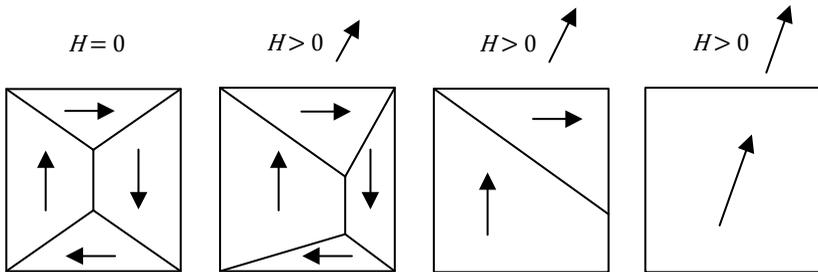


Abbildung 3.9: Weissche Bezirke in einem ferromagnetischen Material. Links: Weissche Bezirke ohne äußere Anregung. Rechts: Weissche Bezirke unter einer äußeren Anregung $H > 0$. [81]

Zwischen den Weißschen Bezirken befinden sich die Blochwände, in denen sich die Elementarmagnete von der Vorzugsrichtung eines Weißschen Bezirks zu der des benachbarten Bezirks drehen. Jede Drehung der Elementarmagnete aus der Vorzugsrichtung benötigt Energie, weshalb eine Verschiebung der Blochwände nur durch hohe Temperaturen oder äußere Anregungen erfolgt. [82]

Die Domänenstruktur der Weißschen Bezirke vernachlässigbar. Eine magnetische Flussdichteänderung im Elektroblech hat nach dem Maxwell'schen Induktionsgesetz daher ein elektrisches Wirbelfeld zur Folge:

$$\operatorname{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.42)$$

mit der magnetischen Flussdichte \vec{B} und der elektrischen Feldstärke \vec{E} . In einem Elektroblech mit der Leitfähigkeit σ führt dies zu einer Stromdichte \vec{j} :

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad (3.43)$$

und damit zu Stromwärmeverlusten, die ebenfalls den Eisenverlusten zugeordnet werden.

Die gängigen Eisenverlustmodelle können unterschieden werden in empirische Modelle, physikalisch motivierte Modelle und mathematische Modelle auf Basis der messbaren B - H -Hystereseurve. Zu den letzteren zählen beispielsweise das Jiles-Atherton-Modell [83] und das Preisachmodell [84]. Diese ermöglichen eine hohe Genauigkeit, erfordern allerdings eine Vielzahl von Messparametern und eine Modifikation der FEA-Software. Daher eignen sich diese Modelle nicht für eine Abschätzung der Verluste in einem frühen Entwicklungsstadium.

In der vorliegenden Arbeit werden ausschließlich Modelle berücksichtigt, die eine Modellierung in einem frühen Entwicklungsstadium zulassen. Daher wird ein erweitertes Steinmetzmodell aus der Gruppe der empirischen Modelle und ein institutseigener Ansatz von Zhang [85], basierend auf Jordan [79] und Bertotti [80], aus der Gruppe der physikalisch motivierten Eisenverlustmodelle diskutiert und angewandt. Die Berechnung erfolgt jeweils anhand der Flussdichte bzw. magnetischen Polarisation in

den verschiedenen Elementen der Maschine. Dabei müssen folgende Herausforderungen zur Modellierung der Eisenverluste einer SRM berücksichtigt werden [75]:

- Nicht-sinusförmige Flussdichteverläufe
- Hohe Eisensättigung
- Flussdichteverläufe mit relevanten DC-Offsets
- Minorloops in der magnetischen Hystereseschleife
- Räumlich rotierende nicht-elliptische Flussdichteverläufe

3.1.3 Empirisches Modell zur Berechnung der Eisenverluste

Ein gängiges empirisches Modell zur Berechnung der Eisenverluste einer SRM stellt die $iGSE$ (iGSE) dar [25, 76, 86].

Die $iGSE$ ist abgeleitet von der empirischen SME (SME), welche sich zur Berechnung der Eisenverlustdichte $p_{v,Fe}$ sinusförmiger Flussdichteverläufe mit der Amplitude \hat{B} und der Frequenz f eignet [87]:

$$p_{v,Fe} = k \cdot f^\alpha \cdot \hat{B}^\beta \quad (3.44)$$

Die Koeffizienten k , α und β können durch einen Fitting Algorithmus aus einfachen Messwerten mit sinusförmiger Anregung oder aus den Angaben im Datenblatt gewonnen werden. Für das im Folgenden verwendete Elektrobuch ZmU [88] sind die Koeffizienten der Tabelle 3.1 zu entnehmen. Der herangezogene Frequenzbereich liegt hierbei zwischen 10 Hz und 3 kHz.

Tabelle 3.1: Koeffizienten des empirischen Modells zur Berechnung der Eisenverlustdichte $p_{v,Fe}$ [88]

k_g	α_g	β_g
0,0330	1,3988	1,7515

Um eine Berechnung der Eisenverlustdichte unter komplexeren Flussdichteverläufen zu ermöglichen, wurde die SME von mehreren Autoren weiterentwickelt. So lässt die MSE (MSE) die Berücksichtigung von nicht-sinusförmigen Flussdichteverläufen zu [89] und

die j (GSE) bezieht darüber hinaus den Einfluss von DC-Offsets ein [90]. Die iGSE berücksichtigt des Weiteren magnetische Minorloops [91], wohingegen sie hinsichtlich der DC-Offsets eine schlechtere Sensitivität als die GSE bietet [92].

Ein großer Vorteil der genannten Weiterentwicklungen der SME besteht darin, dass alle auf den einfach zu bestimmenden Koeffizienten aus Gleichung (3.44) basieren. Eine verbesserte DC-Offset-Sensitivität der iGSE kann nach [93] erreicht werden. Dazu sind jedoch weitere Koeffizienten und nicht-standardisierte Messdaten erforderlich. In derselben Veröffentlichung wird zusätzlich darauf hingewiesen, dass das Ergebnis der iGSE bei Silizium-Eisen-Blechen durch DC-Offsets nur geringfügig beeinflusst wird. Aus diesem Grund wird die gewöhnliche iGSE zur Berechnung der Eisenverlustdichte $p_{v,Fe}$ herangezogen [91]:

$$p_{v,Fe} = \sum_m \frac{1}{T} \int_0^{T_m} k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B_m)^{\beta-\alpha} dt \quad (3.45)$$

mit

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)| \cdot 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (3.46)$$

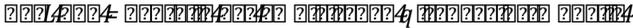
und den Steinmetzkoeffizienten k , α und β entsprechend Gleichung (3.44).

Bei der iGSE wird der nicht-sinusförmige Verlauf durch die Flussdichteableitung dB/dt , sämtliche Major- und Minorloops m mit der entsprechenden Periodendauer T_m über die Summenbildung aus Gleichung (3.45) sowie DC-Offsets durch die maximale Flussdichtedifferenz $\Delta B_m = \max(B_m(t)) - \min(B_m(t))$ berücksichtigt. Die Berechnung erfolgt in Anlehnung an das frei verfügbare Skript von Sullivan et al. [94], mit einer verbesserten Identifizierung der Minorloops [S5].

z

Für die Berücksichtigung rotierender nicht-elliptischer Magnetfelder ist kein Ansatz auf Basis der iGSE-Methode bekannt. Allerdings erfolgt die Eisenverlustberechnung häufig anhand der Projektion auf zwei orthogonale

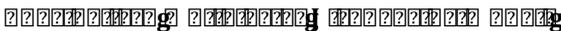
Flussdichterichtungen und anschließender Superposition nach [95]. Aufgrund der nicht-elliptischen Flussdichtetrajektorien einer SRM ist eine Projektion in normaler und tangentialer Richtung ein geeigneter Ansatz [75]. Die Eisenverlustberechnung erfolgt demnach für beide Komponenten mit Hilfe der iGSE-Methode und der anschließenden Addition der beiden Ergebnisse.



Da die Steinmetzkoeffizienten aus den Datenblattangaben ermittelt werden können, ermöglicht die iGSE eine Berechnung in einem frühen Entwicklungsstadium. Dabei werden folgende Anforderungen mit guter Näherung berücksichtigt:

- Nicht-sinusförmige Flussdichteverläufe
- Minorloops in der magnetischen Hystereseschleife
- Berücksichtigung der DC-Offsets über die maximale Flussdichtedifferenz je Minorloop

Nachteilig an der iGSE ist, dass die Herleitung aus der SME unter Annahme einer äquivalenten Flussdichte B und Polarisation J erfolgt. Diese Annahme ist bei hoher Sättigung, wie sie bei der SRM auftritt, nicht zulässig. Des Weiteren wurde die iGSE für die Anwendung in Ferriten entwickelt und validiert, welche im Verhältnis zu Elektroblechen deutlich geringere Wirbelstromverluste aufweisen. Dieser Unterschied kann zu größeren Abweichungen beim Fitting über einen weiten Frequenz- und Flussdichtebereich führen. Zuletzt werden DC-Offsets und rotierende nicht-elliptische Flussdichteverläufe nur näherungsweise berücksichtigt.



In der Gruppe der physikalisch motivierten Eisenverlustmodelle werden die einzelnen Verlustmechanismen in Abhängigkeiten der physikalischen Größen definiert. Die entsprechenden Koeffizienten sind häufig schwer zu identifizieren und werden daher teilweise empirisch aus den Messdaten ermittelt. Darüber hinaus werden physikalisch nicht beschreibbare Effekte durch empirische Näherungsformeln ergänzt.

Daraus folgt für die Excessverluste:

$$p_{\text{exc}} = k_{\text{exc}} \left(\frac{\Delta J}{2} \right) \cdot \left(\frac{dJ}{dt} \right)^{3/2} \quad (3.53)$$

wobei $\Delta J = \max(J) - \min(J)$ die Polarisationsdifferenz repräsentiert.

Des Weiteren erfolgt analog zu Gleichung (3.45) eine Identifikation der Major- und Minorloops m , welche durch Summenbildung bei den Hystereseverlusten berücksichtigt werden:

$$p_{\text{hys}} = \sum_m \frac{1}{T_m} W_{\text{hys}} \left(\frac{\Delta J_m}{2} \right) \quad (3.54)$$

mit der Periodendauer T_m je Major- bzw. Minorloop.

z ~~????????????????????~~ 81Z ~~????????~~

Aus Messdaten mit DC-Offsets und der zuvor beschriebenen Separationsmethodik nach Gleichung (3.49) geht hervor, dass bei zunehmendem Gleichanteil der Polarisation lediglich der Schnittpunkt mit der Ordinate variiert und sich die Steigung der Verlustgerade nahezu konstant verhält [85]. Daraus folgt, dass die Excessverluste nicht von der Variation des Gleichanteils abhängen und somit Gleichung (3.53) weiterhin zur Beschreibung der Excessverluste geeignet ist. Da sich die Hystereseverlustenergie proportional zum Schnittpunkt mit der Ordinate verhält, werden die Hystereseverluste durch einen Gleichanteil der Polarisation beeinflusst.

Zur Modellierung des Einflusses eines DC-Offsets auf die Hystereseverluste wird daher ein Zuschlagfaktor R_{hys} nach Simao [96] und Zhu [97] eingeführt:

$$R_{\text{hys}}(J_{\text{DC}}) = \frac{W_{\text{hys}}(\hat{J}, J_{\text{DC}})}{W_{\text{hys}}(\hat{J}, J_{\text{DC}} = 0)} = 1 + c_1 \cdot J_{\text{DC}}^{c_2} + c_3 \cdot J_{\text{DC}}^2 \quad (3.55)$$

wobei nach dem Modell von Simao $c_3 = 0$ gilt und somit nur die beiden ersten Terme Anwendung finden. Unter Berücksichtigung des Gleichanteils und Anwendung des Zuschlagfaktors aus Gleichung (3.55) folgt für die Hystereseverluste:

$$p_{\text{hys}} = \sum_m \frac{1}{T_m} R_{\text{hys}}(J_{\text{DC},m}) W_{\text{hys}}\left(\frac{\Delta J_m}{2}\right) \quad (3.56)$$

wobei $J_{\text{DC},m}$ den DC-Offset der entsprechenden Major- bzw. Minorloop repräsentiert.

Die messtechnische Erfassung der zusätzlichen Verluste aufgrund des Gleichanteils ist aufwendig und kann nicht direkt aus den Datenblattangaben entnommen werden [96]. Allerdings wird in [98] [S6] ein innovativer Ansatz vorgestellt, der eine Parameteridentifikation anhand von einfachen Mess- oder Datenblattwerten zulässt. Die Koeffizienten für das verwendete 89 μm ZnMnBi Blech sind der Tabelle 3.4 zu entnehmen und der Vergleich der Fitting Funktionen mit den Messdaten ist in Abbildung 3.13 dargestellt.

Abbildung 3.13: Vergleich der Fittingfunktionen mit den Messdaten für das 89 μm ZnMnBi Blech.

g	$c_1 g$	$c_2 g$	$c_3 g$
0,01 g	0,7439	4,056	0
0,02 g	0,2673	6,487	0,4478

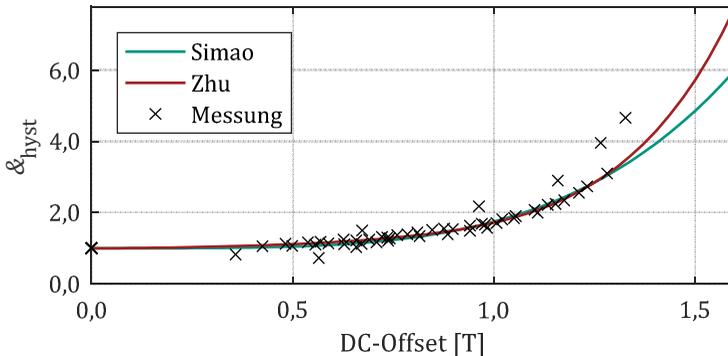


Abbildung 3.14: Vergleich der Fittingfunktionen mit den Messdaten für das 89 μm ZnMnBi Blech [S6].

z $\frac{1}{2} \frac{d}{dt} \int_V \mathbf{j} \cdot \mathbf{A} \, dV$ $\frac{1}{2} \frac{d}{dt} \int_V \mathbf{j} \cdot \mathbf{A} \, dV$ $\frac{1}{2} \frac{d}{dt} \int_V \mathbf{j} \cdot \mathbf{A} \, dV$

Der Einfluss rotierender nicht-elliptischer Magnetfelder wird analog zur iGSE-Methode berücksichtigt. Durch Projektion der Flussdichte in normale und tangentielle Richtung werden die Verluste unabhängig voneinander berechnet und anschließend addiert.

$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} \int_V \mathbf{j} \cdot \mathbf{A} \, dV$ $\frac{1}{2} \frac{d}{dt} \int_V \mathbf{j} \cdot \mathbf{A} \, dV$ $\frac{1}{2} \frac{d}{dt} \int_V \mathbf{j} \cdot \mathbf{A} \, dV$ $\frac{1}{2} \frac{d}{dt} \int_V \mathbf{j} \cdot \mathbf{A} \, dV$

Das vorgestellte physikalisch motivierte Eisenverlustmodell ermöglicht eine Berechnung der Eisenverluste in einem frühen Entwicklungsstadium, da alle erforderlichen Parameter aus dem Datenblatt oder einfachen Messungen ermittelt werden können. Allerdings ist die Parameteridentifikation verglichen mit der iGSE-Methode deutlich aufwendiger. Im Hinblick auf die Anforderungen der SRM ist das physikalisch motivierte Modell hingegen besser geeignet, wie die folgende Zusammenfassung der erfüllten Anforderungen zeigt:

- Nicht-sinusförmige Flussdichteverläufe
- Hohe Eisensättigung
- Flussdichteverläufe mit relevanten DC-Offsets
- Minorloops in der magnetischen Hystereseschleife

Nachteilig an dem Modell ist, dass der Einfluss des Skin-Effekts bei hohen Frequenzen nicht berücksichtigt wird. Angesichts der dünnen Blechstärke des $89 \mu\text{m}$ $\ll ZmU$ sollte dieser Effekt jedoch einen geringen Einfluss auf die Wirbelstromverluste nehmen [85]. Außerdem werden rotierende nicht-elliptische Flussdichteverläufe analog zur iGSE-Methode nur näherungsweise durch Addition in normaler und tangentialer Richtung berücksichtigt.

nlm ($\frac{1}{2} \frac{d}{dt} \int_V \mathbf{j} \cdot \mathbf{A} \, dV$) $\frac{1}{2} \frac{d}{dt} \int_V \mathbf{j} \cdot \mathbf{A} \, dV$

Das Vorgehen zur analytischen Bestimmung der Eisenverluste ist ein gängiges Verfahren [25, 60, 77, 78, 99] und wird deshalb nur kurz zusammengefasst.

Zur Berechnung der Eisenverluste sind die Flussdichte in jedem Bereich des Motors und die zugehörige Massenverteilung erforderlich. Dazu wird der Motor entsprechend Abbildung 3.14 in Segmente unterteilt, die eine überwiegend homogen verteilte und gleichgerichtete Flussdichte aufweisen. Die Stator- und Rotorzahnsegmente weisen hierbei eine überwiegend normal zum Umfang orientierte und die Stator- und Rotorjochsegmente eine überwiegend tangential orientierte Flussdichte auf.

Die Berechnung der Flussdichte in den einzelnen Segmenten erfolgt aus dem Flussverkettungsverlauf der einzelnen Stränge. Mit Kenntnis des Querschnitts und der Windungszahl ergeben sich daraus die Flussdichte und der magnetische Fluss in den einzelnen Statorzähnen. Dabei wird angenommen, dass in den Statorzähnen keine Flussüberlagerung, ausgehend von den unterschiedlichen Strängen, stattfindet. Die Flussdichten der übrigen Segmente ergeben sich aus der Superposition der magnetischen Flüsse der drei Stränge und der anschließenden Division mit der Querschnittsfläche. Aufgrund der Superposition wird eine Sättigung im Jochbereich und den Rotorzähnen vernachlässigt. Je nach Anschlusskonfiguration entsprechend Abschnitt 2.2.5 unterscheiden sich die Additionsvorschriften in den einzelnen Segmenten deutlich. In Abbildung 3.14 sind die magnetischen Flüsse eines exemplarischen Betriebspunkts mit einer LFP-Anschlusskonfiguration dargestellt. Zum skizzierten Zeitpunkt ist Strang 1 leitend und in Strang 2 wird bereits ein Strom und damit ein Magnetfeld aufgebaut. Wegen einer hohen Drehzahl im exemplarischen Betriebspunkt ist der Fluss ausgehend von Strang 3 noch nicht gänzlich aufgebaut.

Der erforderliche zeitliche Verlauf der Strangflussverkettungen lässt sich sowohl aus der analytischen Berechnungssoftware SPEED, als auch aus der selbst entwickelten Systemsimulation extrahieren.

Aus den berechneten Flussdichteverläufen in den einzelnen Segmenten werden anschließend die spezifischen Eisenverluste mit den Modellen aus Abschnitt 3.3.2 ermittelt. Mit Hilfe der geometrischen Daten und der Materialdichte werden die jeweiligen Segmentmassen bestimmt. Aus dem Produkt der spezifischen Eisenverluste und der Segmentmasse werden die absoluten Eisenverluste ermittelt und über alle Segmente zu den Gesamtverlusten summiert.

Mit einer geeigneten Vernetzung und durch Anwendung des institutseigenen Postprozessors ist es möglich eine Symmetrieeigenschaft zu nutzen, die eine um 75 % reduzierte Rechenzeit erlaubt. In Abbildung 3.17 ist die Rotorposition zu Beginn und zum Ende einer elektrischen Periode dargestellt. Dieser Simulationsbereich ist ausreichend, obwohl die Endposition lediglich einem Viertel der magnetischen Periode entspricht.

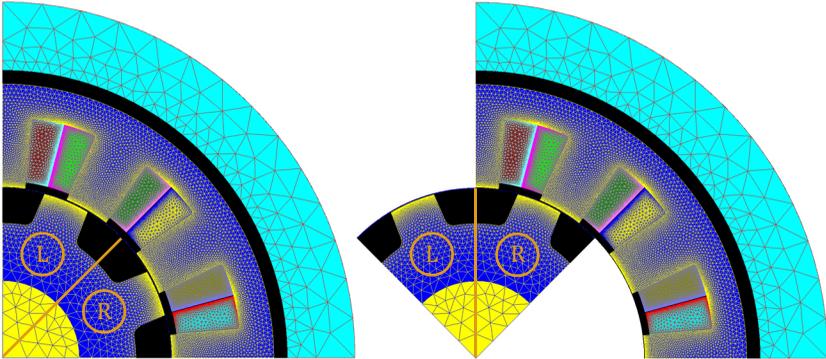


Abbildung 3.17: Rotorposition zu Beginn und zum Ende einer elektrischen Periode. Die Symmetrieeigenschaft wird genutzt, um die Rechenzeit zu reduzieren.

In Abbildung 3.17 ist zu sehen, dass sich das rechte Rotorsegment R bei $\theta = 360^\circ$ exakt an derselben Position befindet wie das linke Rotorsegment L bei $\theta = 0^\circ$. Unter der Voraussetzung, dass das Netz beider Rotorzähne zyklisch um $\theta_{\text{mag}} = 90^\circ$ identisch ist, lassen sich aus einer simulierten elektrischen Periodendauer die gesamten Flussdichtetrajektorien der Finiten Rotorelemente rekonstruieren. Die Symmetriebedingungen für die Finiten Elemente ergeben sich wie folgt:

$$\begin{aligned}
 B_{r,\text{res}}(\theta_{\text{mag}} = 0^\circ \dots 90^\circ) &= B_l(\theta_{\text{mag}} = 0^\circ \dots 90^\circ) \\
 B_{r,\text{res}}(\theta_{\text{mag}} = 90^\circ \dots 180^\circ) &= B_l(\theta_{\text{mag}} = 0^\circ \dots 90^\circ) \\
 B_{r,\text{res}}(\theta_{\text{mag}} = 180^\circ \dots 270^\circ) &= -B_r(\theta_{\text{mag}} = 0^\circ \dots 90^\circ) \\
 B_{r,\text{res}}(\theta_{\text{mag}} = 270^\circ \dots 360^\circ) &= -B_l(\theta_{\text{mag}} = 0^\circ \dots 90^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{3.60}$$

$$\begin{aligned}
 B_{l,res}(\theta_{mag} = 0^\circ \dots 90^\circ) &= B_l(\theta_{mag} = 0^\circ \dots 90^\circ) \\
 B_{l,res}(\theta_{mag} = 90^\circ \dots 180^\circ) &= -B_r(\theta_{mag} = 0^\circ \dots 90^\circ) \\
 B_{l,res}(\theta_{mag} = 180^\circ \dots 270^\circ) &= -B_l(\theta_{mag} = 0^\circ \dots 90^\circ) \\
 B_{l,res}(\theta_{mag} = 270^\circ \dots 360^\circ) &= B_r(\theta_{mag} = 0^\circ \dots 90^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{3.61}$$

mit der normalen oder tangentialen Flussdichtekomponente B_r eines Finiten Elements der rechten Rotorhälfte R und der normalen oder tangentialen Flussdichtekomponente B_l eines Finiten Elements der linken Rotorhälfte L.

m0

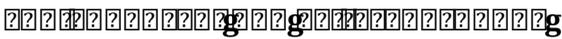
Den Wirbelstromverlusten in den Leitern kommt eine besondere Bedeutung bei hochdrehenden geschalteten Reluktanzmaschinen zu. Gründe hierfür sind die hohe elektrische Grundfrequenz und die ausgeprägten Oberwellen als Folge der nicht-sinusförmigen Ansteuerung. Außerdem besitzt die SRM in der Regel keine Zahnköpfe und Flussdichten im Zahnbereich bis weit in die Sättigung, was ein erhöhtes Nutstreufeld bedingt und damit zusätzliche Wirbelströme in den Leitern begünstigt [25].

Die Ursache für Wirbelstromverluste in den Leitern ist der Skin- und Proximity-Effekt. Das physikalische Grundprinzip und die analytische Beschreibung bei elektrischen Maschinen ist Lehrbüchern wie [101] zu entnehmen. Eine umfassende Anwendung auf geschaltete Reluktanzmaschinen erfolgt durch Carstensen [25]. Darin werden die Wirbelstromverluste sowohl analytisch als auch numerisch berechnet und aus den gewonnen Erkenntnissen Empfehlungen zur Auslegung und zum Betrieb abgeleitet. Basierend auf dieser Arbeit wurde in [102] ein teilanalytisches Modell auf Basis von numerisch ermittelten Daten entwickelt, um eine beschleunigte Analyse mit guter Genauigkeit zu ermöglichen.

Der Fokus der vorgestellten Arbeiten liegt im Wesentlichen auf der Stromverdrängung innerhalb eines Leiters bedingt durch den Proximity-Effekt. In der vorliegenden Arbeit wird darüber hinaus der indirekte Einfluss des

Proximity-Effekts auf Kreisströme behandelt. Kreisströme treten immer dann in Erscheinung, wenn mehrere Leiter parallelgeschaltet werden, um einen möglichst hohen Füllfaktor zu erzielen.

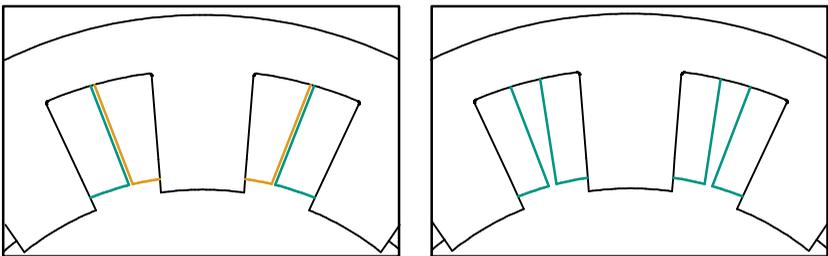
Um diesen Effekt zu berücksichtigen, werden zunächst ein konkretes Spulenkonzept und eine mögliche Leiterkonfiguration vorgestellt, wovon ausgehend das physikalische Grundprinzip erläutert wird. In Abschnitt 3.4.3 folgt der analytische Ansatz nach [101] und [25] mit der ergänzenden Modellierung der Kreisstromverluste. Darüber hinaus hat der Wickelkopf einen relevanten Einfluss auf die Kreisströme, was in Abschnitt 3.4.4 unter Anwendung einer dreidimensionalen FEA behandelt wird.

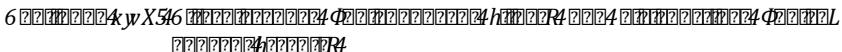
1014 

Bedingt durch die Krümmung des Motors nimmt die Summe aus Nut- und Zahnbreite zur Nutöffnung hin ab. Im üblichen Fall zweier identischer benachbarter Aufsteckspulen entsprechend Abbildung 3.18 (rechts) würde auf viel nutzbare Nutfläche im unteren Nutbereich verzichtet, da die Spulenbreite durch die Breite der Nutöffnung begrenzt wird.

Um dennoch einen möglichst hohen Füllfaktor mit Aufsteckspulen zu verwirklichen, kann ein alternierendes Spulenkonzept entsprechend der Skizze in Abbildung 3.18 (links) gewählt werden. Im Zuge der Montage werden bei dieser Variante zunächst alle keilförmigen Spulen und anschließend die parallelwandigen Spulen eingesetzt.

Bei der Realisierung des alternierenden Spulenkonzepts ist auf eine gleichmäßige Strom- und Flussdichteaufteilung innerhalb der Maschine





zu achten. Dies wird sichergestellt, indem alle Stränge die gleiche Anzahl an keilförmigen und parallelwandigen Spulen besitzen, alle Einzelspulen eines Strangs in Serie verschaltet werden sowie alle Spulen dieselbe Windungszahl aufweisen. Durch den unterschiedlichen Aufbau der beiden Spulentypen ist gegebenenfalls ein inhomogener Wärmeeintrag zu berücksichtigen.

Eine mögliche Umsetzung der parallelwandigen und keilförmigen Spulen, wie sie im weiteren Verlauf der Arbeit herangezogen wird, ist in Abbildung 3.19 und Abbildung 3.20 dargestellt.

Die parallelwandige Spule besitzt in diesem Beispiel eine Polwindungszahl von $N_p = 10$ und $a = 14$ parallele Windungsstränge. Die gleichfarbig skizzierten Leiter mit demselben Buchstaben sind jeweils einem Windungsstrang zugeordnet und seriell miteinander verbunden. Davon liegen jeweils zwei parallele Windungsstränge abwechselnd übereinander, was zum einen fertigungstechnische Vorteile bietet und zum anderen die geringsten Kreisstromverluste mit sich bringt. Die Hintergründe zu letzterem werden im folgenden Abschnitt näher erläutert. Die parallel geführten Windungsstränge sind am Anfang und am Ende der Zahnspule leitend miteinander verbunden.

Verglichen mit der parallelwandigen Spule besitzt die keilförmige Spule in diesem Beispiel eine geringere Anzahl paralleler Windungsstränge von $a = 10$, wobei die Windungszahl $N_p = 10$ identisch ist. Der Aufbau der Wicklung entspricht in den ersten vier Lagen, ausgehend von der Zahnflanke, dem der parallelwandigen Spule. Einzig die letzten beiden parallel geführten Windungsstränge sind nicht bis zur Nutöffnung gewickelt, sondern erstrecken sich über zwei Lagen.

nl0lp **g**

Die physikalischen Grundlagen des Skin- und Proximity-Effekts werden kurz auf Basis von [101] zusammengefasst und um die Theorie der Kreisströme ergänzt.

mit der magnetischen Feldkonstante $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$.

Für einen runden Leiter wie in Abbildung 3.21 dargestellt, ist Gleichung (3.62) mit guter Näherung ebenfalls anwendbar. Allerdings muss dabei die folgende Voraussetzung für den Leiterradius r_0 erfüllt sein [101]:

$$r_0 \gg \delta \tag{3.63}$$

Erfüllt ein runder Leiter die Bedingung aus Gleichung (3.63) nicht, kann der Einfluss des Skin-Effekts vernachlässigt werden [101].

Der Proximity-Effekt

Der Proximity-Effekt beschreibt den stromverdrängenden Einfluss eines mit Wechselstrom durchflossenen Leiters auf einen benachbarten Leiter. Das Prinzip ist in Abbildung 3.22 skizziert. Die Stromdichte im Leiter erzeugt nach den Maxwell'schen Gesetzen ein magnetisches Feld innerhalb und außerhalb des Leiters. Durchdringt das äußere Magnetfeld einen benachbarten Leiter, führt dies aufgrund des induzierten elektrischen Wirbelfelds zu Wirbelströmen und damit zu zusätzlichen ohmschen Verlusten.

In der Nut eines Elektromotors verläuft das magnetische Wirbelfeld nicht konzentrisch um den Leiter, sondern wird bevorzugt im hochpermeablen Eisen geführt. Der schematische Feldlinienverlauf sowie die Feldstärke- und Stromdichteverteilung über der Nuthöhe h sind in Abbildung 3.23 dargestellt, wobei die vier skizzierten Leiter elektrisch in Serie geschaltet sind.

Bedingt durch den niederpermeablen Luftspalt oberhalb der Nut ergibt sich ein einseitig orientiertes Nutquerfeld, welches annähernd linear in Richtung Nutöffnung ansteigt. Damit einhergehend verstärkt sich der Proximity-Effekt, was letztlich eine Zunahme der ohmschen Verluste bedingt. Verglichen mit benachbarten Leitern in einem homogenen Material führt dieses einseitige Nutquerfeld zu einer deutlich stärkeren Ausprägung der Wirbelstromverluste.

Ergänzend zu dem in Abbildung 3.23 gezeigten Nutquerfeld können bei ungünstigen Rotorstellungen und zunehmender Eisensättigung im Zahn

Einsetzen von Gleichung (3.65) und Gleichung (3.66) in Gleichung (3.67) folgt:

$$P_{v,Kr} = \frac{1}{a^3 R_{Sp}} \sum_{s=1}^a \left(\sum_{i=1}^a u_i - u_s \right)^2 \quad (3.68)$$

Damit wird deutlich, dass die Kreisstromverluste entgegen den gewöhnlichen ohmschen Verlusten mit zunehmendem Spulenwiderstand abnehmen.

10.10m ()g

Die analytische Beschreibung der Wirbelstromverluste in den Leitern einer SRM ist nur mit grober Näherung möglich [25, 102]. Die allgemeine Theorie der Wirbelstromverluste in den Leitern wird in dem oft zitierten Beitrag von Dowell [104] und dem Lehrbuch von Müller et al. [2] hergeleitet. Im Folgenden werden der analytische Ansatz mit Bezug zur SRM zusammengefasst und die damit einhergehenden Einschränkungen und Näherungen aufgeführt. Darüber hinaus wird ein Ansatz zur Berechnung der Kreisströme vorgestellt.

Die Voraussetzungen zur analytischen Berechnung der Wirbelstromverluste in den Leitern sind unter anderem

- parallelwandige Zahnflanken (wie in Abbildung 3.23 skizziert)
- keine Phasenverschiebung zwischen den Spulenströmen einer Nut
- homogene Anordnung der übereinandergeschichteten Leiter
- alleinige Wirksamkeit des Streuflusses für die Wirbelstromverluste

Eine SRM erfüllt diese Voraussetzungen im Allgemeinen nicht: Die Zahnflanken verlaufen nicht zwingend parallel, es befinden sich zwei Spulenhälften unterschiedlicher Stränge in einer Nut und der Spulenaufbau einer keilförmigen Wicklung ist stark inhomogen (siehe Abschnitt 3.4.1). Des Weiteren wird die analytische Beschreibung infolge einer Schichtung von parallelen Windungssträngen erschwert. Auch liefert bei hoher Sättigung im Zahn und aufgrund der fehlenden Zahnköpfe ein Teil des Hauptflusses einen Beitrag zur Stromverdrängung.

mit dem Stromeffektivwert $^k I$ der entsprechenden Harmonischen k , dem ohmschen Widerstand $R_{DC,p}$ einer Leiterschicht p sowie den Funktionen φ, ψ und $^k \chi$:

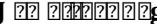
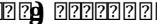
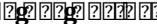
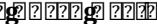
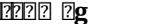
$$\varphi(^k \chi) = ^k \chi \frac{\sinh(2^k \chi) + \sin(2^k \chi)}{\cosh(2^k \chi) - \cos(2^k \chi)} \quad (3.72)$$

$$\psi(^k \chi) = 2^k \chi \frac{\sinh(^k \chi) - \sin(^k \chi)}{\cosh(^k \chi) + \cos(^k \chi)} \quad (3.73)$$

$$^k \chi = \eta \frac{h_L}{k \delta} = \eta h_L \sqrt{\pi k f_0 \sigma \mu_0} \quad (3.74)$$

Die Funktion φ repräsentiert hierbei die Verluste, die aufgrund des eigenen Magnetfeldes eines Leiters hervorgerufen werden, und die Funktion ψ berücksichtigt die Verluste, die durch die Stapelung mehrerer Leiterschichten verursacht werden.

Für eine alternierende Parallel-Seriell-Anordnung entsprechend dem Beispiel aus Abschnitt 3.4.1 ist dieser Ansatz nicht anwendbar. Aus diesem Grund wurde im Rahmen einer Masterarbeit [S1] der folgende Ansatz entwickelt.

J  **g**  **g**  **g**  **g**  **g**

In [2] werden einige Leiteranordnungen vorgestellt, die eine geschlossene analytische Berechnung der Kreisströme zulassen. Die Anordnung der Referenzmaschine ist darin jedoch nicht enthalten. Aus diesem Grund wird ein Ansatz vorgestellt, bei dem anhand von Gleichung (3.71) die Wirbelstromverluste für jede Leiterschicht und zudem die Differenz der induzierten Spannungen jedes Windungsstrangs zur Berechnung der Kreisströme ermittelt werden. Dabei ist anzumerken, dass die Feldrückwirkung durch die geänderte Durchflutungsverteilung vernachlässigt und zunächst lediglich die parallelwandige Spulenseite betrachtet wird. Ein schematisches Bild der Anordnung sowie des Haupt- und Streuflussverlaufs ist in Abbildung 3.25 dargestellt.

Laut [104] wird der magnetische Fluss Φ_p durch die Leiterschicht p mit einer Windung beschrieben durch

mit dem ohmschen Widerstand $R_{DC,p}$ einer Leiterschicht p . Diese Spannung U_p wird in allen darunterliegenden $(p - 1)$ Schichten wirksam. Damit folgt für die wirksame induzierte Spannung $U_{i,p}$ einer Leiterschicht p :

$$U_{i,p} = \sum_{p+1}^{n_L} U_p \quad (3.80)$$

Infolge der Linearität des elektrischen Systems können die Spannungen U_p superponiert werden. Es ist zu beachten, dass Gleichung (3.80) lediglich den spannungsbildenden Einfluss des Streufeldes berücksichtigt. Die Spannungsinduktion aufgrund des Hauptflusses Φ_h liefert den wesentlichen Beitrag zur induzierten Spannung, allerdings ist diese in jeder Leiterschicht identisch. Folglich ist der Einfluss des Hauptflusses zur Berechnung der Kreisstromverluste unerheblich, da entsprechend Gleichung (3.68) allein die Differenzen der induzierten Spannungen von Bedeutung sind.

Für die Anwendung von Gleichung (3.80) ist eine phasenrichtige Superposition der induzierten Spannungen erforderlich. Dafür wird D zunächst in seinen Real- und Imaginärteil zerlegt:

$$\begin{aligned} D &= 2ah \tanh\left(\frac{\alpha h_L}{2}\right) \\ &= 2\eta h_L \sqrt{j\omega\mu_0\sigma} \tanh\left(\frac{1}{2}\eta h_L \sqrt{j\omega\mu_0\sigma}\right) \\ &= 2x\sqrt{2j} \tanh\left(\frac{1}{2}x\sqrt{2j}\right) \\ &= 2x(1+j) \tanh\left(\frac{j+1}{2}x\right) \\ &= 2x(1+j) \frac{\sinh(x) + j \sin(x)}{\cosh(x) + \cos(x)} \\ &= 2x \frac{\sinh(x) + j \sin(x)}{\cosh(x) + \cos(x)} + j \frac{\sinh(x) + j \sin(x)}{\cosh(x) + \cos(x)} \end{aligned} \quad (3.81)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (3.81) in Gleichung (3.79) und Gleichung (3.80) lassen sich die komplexen Spannungen $U_{i,p}$ berechnen. Um eine Superposition im Zeitbereich zu ermöglichen, erfolgt eine Umrechnung in die Polarform:

$$\hat{U}_{i,p} = \sqrt{\operatorname{Re}(U_{i,p})^2 + \operatorname{Im}(U_{i,p})^2} \quad (3.82)$$

$$\varphi_{\text{UI}} = \arctan\left(\frac{\operatorname{Im}(U_{i,p})}{\operatorname{Re}(U_{i,p})}\right) \quad (3.83)$$

mit der Amplitude $\hat{U}_{i,p}$ und dem Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung φ_{UI} . Daraus folgt der Zeitverlauf zu:

$$u_{i,p}(t) = \hat{U}_{i,p} \sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_{\text{UI}}) \quad (3.84)$$

wobei φ_1 den Phasenwinkel des Stroms repräsentiert. Analog der Berechnung in Gleichung (3.71) wird die resultierende Leiterspannung bei nichtsinusförmiger Anregung durch eine Summenbildung über alle Harmonische gebildet:

$$u_{i,p}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} {}^k \hat{U}_{i,p} \sin(k\omega t + {}^k \varphi_1 + {}^k \varphi_{\text{UI}}) \quad (3.85)$$

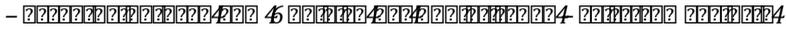
Entsprechend Abschnitt 3.4.1 besteht ein Windungsstrang s aus einer Reihenschaltung mehrerer Windungen. Diese Windungen werden einschließlich ihrer Ortsinformation der Menge C_s dieses Windungsstrangs zugeordnet. Die induzierte Spannung einer einzelnen Windung ergibt sich dann aus der örtlichen Zuordnung zu einer Windungsschicht p . Durch Summation über alle induzierten Schichtspannungen ergibt sich schließlich die induzierte Streufeldspannung eines Windungsstrangs:

$$u_{i,s}(t) = 2 \sum_{p \in C_s} u_{i,p}(t) \quad (3.86)$$

Liegen die N_p seriellen Windungen zweier Spulen wie bei der Referenzmaschine in unterschiedlichen Schichten, ergeben sich hieraus Kreisströme entsprechend Gleichung (3.68). Der Faktor 2 ergibt sich aufgrund der Berücksichtigung beider Spulenhälften.

Die Kreisstromverluste werden anschließend mit den Wirbelstromverlusten aus Gleichung (3.71) addiert. Es ist anzumerken, dass hierbei durch die zuvor erwähnte Vernachlässigung der Feldrückwirkung eine leichte Überabschätzung der Verluste erfolgt.

Zur Berechnung der Kreisströme der keilförmigen Spulenhälfte wird in gleicher Weise vorgegangen. Es wird ebenfalls ein identischer Stromfluss je Schicht p angenommen, was eine grobe Näherung darstellt. Im Gegensatz zur parallelwandigen Spule unterscheidet sich die Zuordnung der einzelnen Windungen zu den entsprechenden Leiterschichten und damit die Mengenzuordnung C_s aus Gleichung (3.86).

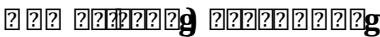
– 

Wie in Abbildung 3.25 skizziert, ist das Streufeld zum Rand einer Spulenhälfte stark gekrümmt. Das hat vor allem bei der keilförmigen Wicklung einen starken Einfluss auf die induzierten Spannungen der äußeren Windungen. Durch einen Abgleich mit Daten aus der FEA wird ein empirischer Korrekturfaktor χ eingeführt, der die Kreisstromverluste realitätsnäher abbildet. Der Korrekturfaktor berücksichtigt eine linear abnehmende induzierte Spannung zum Rand einer Spule. Für Gleichung (3.86) folgt damit:

$$u_{i,s}(t) = 2 \sum_{p \in C_s} (1 - \chi y) \cdot u_{i,p}(t, y) \tag{3.87}$$

Eine weitere Möglichkeit zum empirischen Abgleich der analytischen und numerischen Berechnungen der Wirbelstromverluste bietet eine Variation des Faktors η . Grundsätzlich ist ein empirischer Abgleich mit FEA-Daten immer dann von Nutzen, wenn ein weiter Betriebsbereich untersucht werden soll oder eine Optimierung der Ansteuerung angestrebt wird.

Es bleibt jedoch festzuhalten, dass eine umfassende und genaue Abschätzung der Wirbelstromverluste in den Leitern nur durch eine FEA möglich ist.

m010 

Die numerische Berechnung der Wirbelstromverluste in den Leitern orientiert sich an dem Vorgehen von Carstensen [25]. Allerdings unterscheidet sich das betrachtete Wickelschema deutlich von dem in [25], was einige Besonderheiten zur Folge hat. Des Weiteren bleibt nach dem Stand

Das alternierende Spulenkonzept erfordert jedoch den doppelten Rechenaufwand, da zwei FEA-Modelle, eines für jede Spulenart, gelöst werden müssen. Alternativ ist eine Ausführung der vollen Polteilung mit beiden Spulentypen als Solid Coils möglich, allerdings hätte dies einen mehr als doppelt so hohen Modellierungs- und Rechenaufwand zur Folge.

Die Netzauflösung ist verglichen mit dem Modell zur Berechnung der Eisenverluste deutlich geringer. Lediglich die modellierten Einzelleiter und deren Umgebung sind hochauflösend vernetzt. Dabei werden die bewährten Vorgaben aus [25] für die Elementlänge d_{Netz} in Abhängigkeit der Skin-Tiefe ${}^1\delta_{\text{max}}$ bei maximaler Grundfrequenz herangezogen:

$$d_{\text{Netz}} \geq 3 \dots 4 \cdot {}^1\delta_{\text{max}} \quad (3.88)$$

Die Schrittweite der Simulation ist abhängig von der Taktfrequenz und der Drehzahl. Analog zur Berechnung der Eisenverluste hat sich eine Schrittweite von 100 Schritten pro elektrischer Periode bewährt. Laut [102, 105] liegt der Fehler hierbei unterhalb von 5 %. Lediglich bei sehr niedrigen Drehzahlen wird eine höhere Winkelauflösung gewählt. Zur Berechnung der Wirbelstromverluste in den Leitern muss ein eingeschwungenes System sichergestellt werden. Daher wird die Berechnung in Flux mit einer statischen Berechnung initialisiert und vorab ein periodischer Offset von 10 % der Winkelschrittzahl ergänzt.

Unabhängig von der Darstellung als Einzelleiter oder als Stranded Coil wird jedes Spulenelement über ein diskretes Bauelement im Schaltungeditor repräsentiert. Innerhalb des Schaltungseditors werden die einzelnen Bauelemente entsprechend Abbildung 3.27 zu Windungssträngen und (Wicklungs-) Strängen verknüpft.

Aus dem Schaltkreis der Einzelleiterspulen in Abbildung 3.27 geht hervor, dass die Wickelkopfelemente zu einer konzentrierten Spule L_σ , einem konzentrierten Widerstand R_σ und einer induzierten Spannung aufgrund der Änderung der Wickelkopfinduktivität $U_{i,\sigma}$ außerhalb der parallelen Windungsstränge zusammengefasst werden. Damit unterscheidet sich die Modellbildung der Wickelkopfelemente von der Theorie in [2]. Die Herleitung und die Begründung dieser Annahme wurden im Rahmen einer Masterarbeit [S3] untersucht und werden im nachfolgenden Abschnitt zusammengefasst und ergänzt.

6 22222 2242224 222111122242224 222222222222 22224

Da in einer 2D-FEA nur der Aktivteil der Maschine modelliert wird, kann der Einfluss des Wickelkopfbereichs nur durch den Schaltkreiseditor berücksichtigt werden. Neben dem Aktivbereich sind zusätzlich ein Wickelkopfwiderstand, eine Wickelkopfinduktivität und eine zusätzliche induzierte Spannung, bedingt durch eine winkelabhängige Änderung der Wickelkopfinduktivität, wirksam [25]. Letztere ist jedoch sehr klein und wird deshalb nicht weiter betrachtet.

Da sich der Wickelkopfwiderstand physikalisch in Serie zu jedem Windungsstrang befindet, stellt sich die Frage, ob er nicht auch im Schaltungsektor seriell modelliert werden sollte. Dies entspräche einer Erhöhung des Windungswiderstandes und hätte entsprechend Gleichung (3.68) eine Reduktion der Kreisstromverluste zur Folge. Dasselbe gälte für eine serielle Berücksichtigung der Wickelkopfinduktivität. Da eine Induktivität jeder Stromänderung entgegenwirkt, hätte dies eine starke Dämpfung der Kreisströme zur Folge. Allerdings ist ohne weitere Untersuchungen nicht klar, ob die Induktivitätserhöhung durch den Wickelkopfbereich strangweise wirksam ist, oder die Kreisstromverluste gar aufgrund der Feldverteilung im Wickelkopfbereich erhöht werden.

Aus diesen Vorüberlegungen ergeben sich vier mögliche Modellierungsvarianten zur Abbildung des Wickelkopfeinflusses in einer 2D-FEA. Die Alternativen sind in Abbildung 3.28 zusammengefasst. Dabei wird unterschieden in einen konzentrierten Wickelkopfwiderstand R_σ und eine konzentrierte Wickelkopfinduktivität L_σ sowie verteilte Wickelkopfelemente $R_{\sigma,s}$ und $L_{\sigma,s}$ des jeweiligen Strangs s . Der Zusammenhang zwischen den Modellierungsformen stellt sich folgendermaßen dar:

$$R_{\sigma,s} = a \cdot R_\sigma \tag{3.89}$$

$$L_{\sigma,s} = a \cdot L_\sigma \tag{3.90}$$

Die Berechnung der konzentrierten Wickelkopfelemente kann mit Hilfe von SPEED, auf Basis von analytischen Näherungsformeln oder durch den Vergleich einer 2D- und einer 3D-FEA erfolgen [25].

Zur Veranschaulichung des Einflusses der unterschiedlichen Modellierungsvarianten werden in Abbildung 3.29 die Auswirkungen der Varianten a) bis c) auf die Kreisstromverluste eines konkreten Maschinendesigns dargelegt.

Das verwendete 3D-Modell ist in Abbildung 3.30 in seiner Zentralperspektive und in seiner Vorderansicht dargestellt. Es besteht lediglich aus einem verkürzten Einzelzahnelement mit einer reduzierten Zahnspulenumwicklung. Der Rückschluss über den Rotor wird durch ein einfaches Joch repräsentiert. Die Wicklungskonfiguration ist in Abbildung 3.31 zu sehen. Die dargestellte Schnittebene ist für die weiteren Erläuterungen gekennzeichnet.

Die Maßnahmen zur Reduktion der Komplexität und deren Auswirkungen werden im Folgenden zusammengefasst:

- Beschränkung auf einen Zahn und eine Spule:

Durch die Beschränkung auf ein Zahnelement werden die magnetischen Koppeffekte zwischen den einzelnen Strängen vernachlässigt.

Es wird darauf geachtet, dass die magnetischen Verhältnisse im modellierten Bereich vergleichbar mit dem Gesamtmaschinenmodell sind.

- Reduktion der Anzahl paralleler Windungsstränge:

Mit acht parallelen Windungssträngen wird eine reduzierte Anzahl an Leitern modelliert, wodurch sich der anteilige Stromfluss entsprechend erhöht.

Die geringere horizontale Ausdehnung der Spule beeinflusst die Richtung der Streufelder. Dadurch können stärkere Differenzen der induzierten Spannungen in den parallelen Windungssträngen verursacht werden.

- Verwendung von Stranded Coils:

Da nur die Kreisströme und keine Stromverdrängungseffekte im Fokus stehen, werden in dem Modell Stranded Coils mit der Windungszahl eins verwendet.

- Rechteckige Leitergeometrie:

Die Leiter werden anstelle von Rundleitern als Rechteckleiter mit äquivalentem Querschnitt modelliert. Dadurch ist eine effizientere Vernetzung möglich. Der Feldverlauf wird kaum beeinflusst.

- Vereinfachung der Zahngeometrie:

Die Zahnflanken werden senkrecht zum Statorjoch ausgeführt, woraus eine unwesentliche Beeinflussung des magnetischen Verhaltens resultiert.

Dadurch ist jedoch eine wesentlich effizientere Vernetzung möglich und die Modellierung des Wickelkopfs wird deutlich vereinfacht.

- Reduktion der Aktiveisenlänge:

Die Aktiveisenlänge wird auf 10 % verringert, wodurch sich die Anzahl der Netzelemente erheblich reduziert.

Dadurch nimmt der Einfluss des unveränderten Wickelkopfbereichs deutlich zu. Dies ist dem Erkenntnisgewinn zuträglich, allerdings muss der verstärkende Einfluss bei der Diskussion berücksichtigt werden.

- Nichtberücksichtigung der Rotorntung:

Der Rotor wird als einfaches Jochelement ausgeführt. Die magnetischen Verhältnisse des Einzelzahnelements werden auf zwei charakteristische Rotorpositionen der realen Geometrie ausgelegt: die d- und die q-Stellung. Die Anpassung erfolgt durch die Luftspaltweite.

Der Einfluss des Hauptflusses auf die Wirbelstromverluste bei ungünstigen Rotorpositionen und hoher Sättigung wird dadurch vernachlässigt.

- Zeitschrittunabhängige Luftspaltweite:

Die Betrachtung der charakteristischen Positionen erfolgt in unabhängigen Berechnungen.

Dadurch werden die sich ändernden magnetischen Verhältnisse über dem Winkel nicht betrachtet. Es erfolgt lediglich eine Extremwertbetrachtung.

- Reduktion der Winkelschrittzahl:

Die Anzahl der Winkelschritte wird reduziert. Dadurch sinken die absoluten Verluste, was die relativen Aussagen der Modellierungsvarianten jedoch nicht einschränkt.

Abgesehen von dem Wickelkopfbereich, ist das 2D-FEA-Vergleichsmodell identisch aufgebaut. Da lediglich der relative Vergleich zwischen den Modellen von Bedeutung ist, lassen sich trotz der Vereinfachungen fundierte Aussagen treffen.

[The following text is a corrupted scan of a figure caption and is therefore omitted.]

Um einen Vergleich der 2D-FEA mit unterschiedlichen Modellierungsvarianten für die Wickelkopfelemente entsprechend Abbildung 3.28 und der 3D-FEA zu ermöglichen, sind zunächst der Wickelkopfwiderstand und die Wickelkopfinduktivität der Ersatzgeometrie zu ermitteln.

Der konzentrierte Wickelkopfwiderstand wird mit Hilfe der mittleren Wickelkopflänge \bar{l}_σ , dem spezifischen Widerstand ρ und dem Leiterquerschnitt S_L berechnen:

$$R_\sigma = \frac{2N_P \rho \bar{l}_\sigma}{aS_L} \tag{3.91}$$

woraus sich mit Hilfe von Gleichung (3.89) der verteilte Wickelkopfwiderstand ermitteln lässt. Dabei wird die unterschiedliche Länge der Windungen im Wickelkopfbereich vernachlässigt. Da sowohl im 2D-FEA- als auch im 3D-FEA-Modell der Widerstand für jeden Stranded Coil angegeben werden muss, ist mit dieser Annahme keine Einschränkung für den Vergleich verbunden.

Zur Berechnung der Wickelkopfinduktivität werden zunächst die stromabhängigen Flussverkettungen der 2D-FEA und der 3D-FEA ermittelt. Während die Flussverkettung Ψ_{2D} der 2D-FEA ausschließlich den Aktivbereich einbezieht, so berücksichtigt die Flussverkettung Ψ_{3D} der 3D-FEA zusätzlich den Einfluss des Wickelkopfbereichs. Die zugehörigen Induktivitäten L_{3D} , L_{2D} ergeben sich durch Differentiation mit dem Strom i . Mittels Differenzbildung lässt sich daraus die konzentrierte Wickelkopfinduktivität L_σ bestimmen:

$$L_\sigma = L_{3D} - L_{2D} = \frac{\partial \Psi_{3D}}{\partial i} - \frac{\partial \Psi_{2D}}{\partial i} \tag{3.92}$$

Der Zusammenhang mit einer verteilten Wickelkopfinduktivität $L_{\sigma,s}$ eines Windungsstrangs s lässt sich wiederum über Gleichung (3.90) herstellen.

Wie im vorangegangenen Abschnitt erläutert, werden nur die d- und die q-Stellung durch Variation der Luftspaltweite betrachtet. Die zugehörigen Induktivitätsverläufe sind in Abbildung 3.32 veranschaulicht. Es ist ersichtlich, dass der Einfluss der Streuinduktivität L_σ bei großem Luftspalt (q-Stellung) deutlich höher ist als bei kleinem Luftspalt (d-Stellung), weshalb sich diese Konfiguration besser für die Auseinandersetzung mit der Wickelkopfinduktivität eignet. Da das betrachtete Stromprofil 200 A nicht übersteigt und die Wickelkopfstreuinduktivität bis zu diesem Wert annähernd konstant ist, wird im weiteren Verlauf von einer Wickelkopfinduktivität mit $L_\sigma = 7,56$ mH ausgegangen.

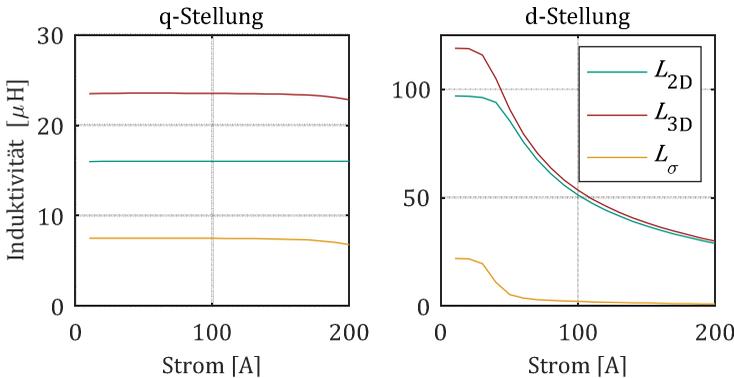


Abbildung 3.32 Induktivitätsverläufe für die d- und die q-Stellung

Da der Wickelkopfwiderstand der Stranded Coils sowohl in der 2D-FEA als auch in der 3D-FEA zu null gesetzt werden kann, wird zunächst der isolierte Einfluss der Wickelkopfinduktivität auf die Kreisströme untersucht.

Abbildung 3.33 Vergleich der Kreisstromverluste für die d- und die q-Stellung

Der induktive Einfluss des Wickelkopfbereichs auf die Kreisströme wird anhand eines Vergleichs der 3D-FEA mit der 2D-FEA entsprechend Variante a) mit konzentrierter Wickelkopfinduktivität im Schaltkreiseditor analysiert.

Das Ergebnis der Berechnung ist in Abbildung 3.33 dargestellt. Es ist zu sehen, dass die Kreisstromverluste größer werden. Damit ist erwiesen,

dass eine verteilte Modellierung der Wickelkopfinduktivität in der 2D-FEA entsprechend Abbildung 3.28 c) nicht geeignet ist. Diese würde entsprechend Abbildung 3.29 die Kreisstromverluste senken und dadurch zu einer erheblichen Unterschätzung der Kreisstromverluste führen. Der in Abbildung 3.33 gestrichelt dargestellte Mittelwert der 3D-FEA übersteigt den der 2D-FEA um 230 %.

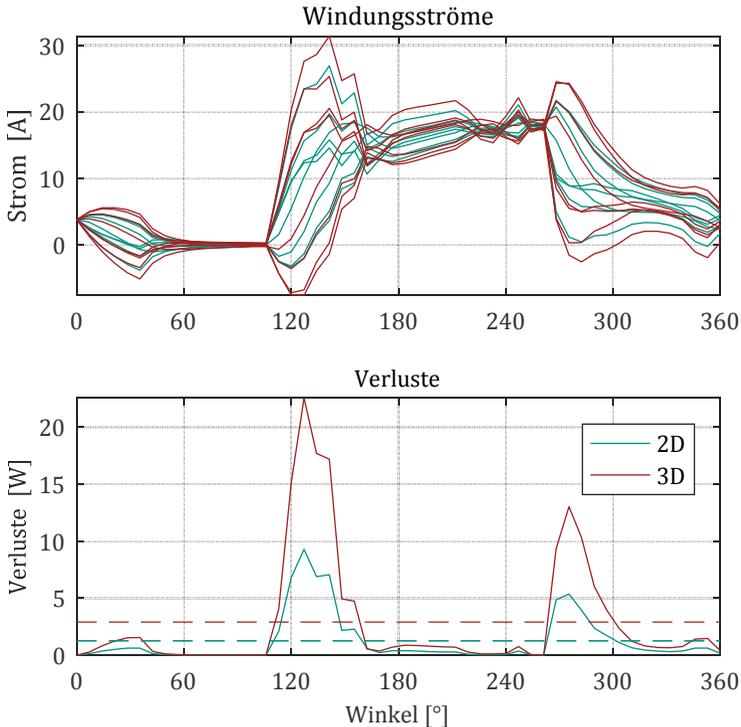


Abbildung 3.33: Vergleich der Wicklungsströme (oben) und der Verluste (unten) für die 2D-FEA (grün) und die 3D-FEA (rot). Die gestrichelten Linien zeigen die Mittelwerte der Verluste.

Daraus lässt sich schließen, dass die Variante mit einer konzentrierten Wickelkopfinduktivität die beste Modellierungsvariante im Schaltkreis einer 2D-FEA darstellt, da eine verteilte Wickelkopfinduktivität die Fehlabschätzung weiter erhöht.

Es ist zu sehen, dass die Spreizung der Zweigströme mit konzentriertem Wickelkopf Widerstand (Variante a) in der 2D-FEA deutlich größer ist als in der 3D-FEA. Unter Anwendung eines verteilten Widerstands in der 2D-FEA (Variante b) ist die Spreizung geringer als in der 3D-FEA. Der Effekt einer inhomogeneren Stromaufteilung der 3D-FEA im Vergleich zu Variante a) ist durch die Ausprägung des Streufeldes im Wickelkopfbereich bedingt, wie es im vorherigen Abschnitt erläutert ist.

Zur Berechnung der Kreisstromverluste sind die Widerstände der parallelen Windungsstränge heranzuziehen, was zu ähnlichen Verlustverläufen der 3D-FEA und der 2D-FEA mit konzentriertem Wickelkopf Widerstand (Variante a) führt. Die Verluste der 2D-FEA mit verteiltem Wickelkopf Widerstand sind deutlich geringer.

Aufgrund dieser Erkenntnisse werden die besten Ergebnisse einer 2D-FEA mit einem konzentrierten Wickelkopf Widerstand R_σ und einer konzentrierten Wickelkopf Induktivität L_σ entsprechend Variante a) im Schaltkreiseditor erzielt. Im vorliegenden Beispiel gleichen sich der verstärkende Einfluss des Wickelkopffeldes und der dämpfende Einfluss des Wickelkopf Widerstands nahezu vollständig aus.

mp J [?][?][?][?][?][?][?][?][?][?]g

In diesem Abschnitt werden die zuvor entwickelten Modelle angewandt, um das alternierende Spulenkonzert zu beurteilen und um den Einfluss der Anschlusskonfiguration auf die frequenzabhängigen Verluste darzustellen. Der Vergleich der analytischen und der numerischen Modelle erfolgt im Rahmen der Validierung in Kapitel 6.

Die Ergebnisse werden anhand des Prototypdesigns dargelegt, dessen Auslegung in Kapitel 4 beschrieben wird. Da die Validierung in einem eingeschränkten Drehzahlbereich von 0 bis 10.000 min^{-1} erfolgt, bezieht sich die nachfolgende Diskussion ebenfalls auf diesen Bereich.

3.5.1 Vergleich der Verluste bei keilförmiger und parallelwandiger Wicklung

Durch das alternierende Spulenkonzept aus Abschnitt 3.4.1 lässt sich der fertigungstechnische Vorteil von Aufsteckspulen mit der Realisierung eines hohen Füllfaktors kombinieren. Demgegenüber steht jedoch eine Erhöhung der Kreisstromverluste infolge der ungleichen Verteilung der Windungsstränge entlang der Nuthöhe bei der keilförmigen Wicklung. Um den Nutzen des alternierenden Spulenkonzepts zu beurteilen, werden anschließend die zusätzlichen Verluste durch Kreisströme und die Reduktion des ohmschen Widerstands aufgrund des höheren Füllfaktors analysiert.

In Abbildung 3.36 ist zunächst der Anteil der Kreisstromverluste an den gesamten Wirbelstromverlusten in den Leitern über dem Grunddrehzahlbereich der Prototypmaschine dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Kreisstromverluste mit 75 % bis 85 % nicht zu vernachlässigen sind und diese eine deutlich höhere Relevanz als der reine Proximity Effekt aufweisen.

Die Verteilung der Wirbelstromverluste in den Leitern zwischen keilförmiger und parallelwandiger Wicklung liegt über den gesamten Betriebsbereich bei etwa 3:2, wie der Abbildung A.3 im Anhang zu entnehmen ist.

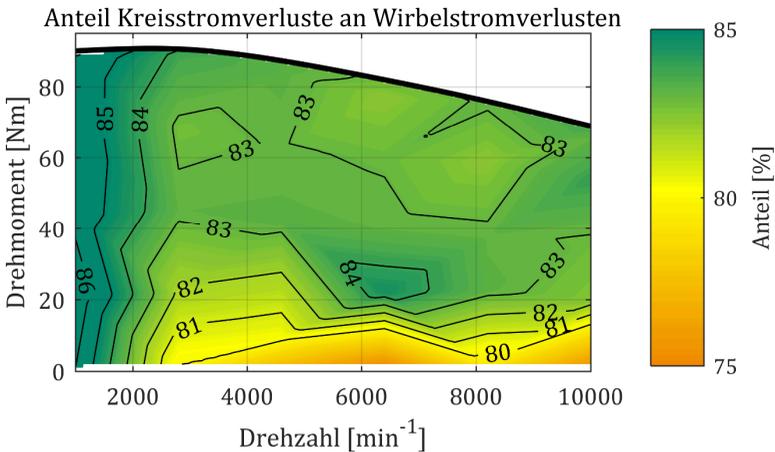


Abbildung 3.36: Anteil der Kreisstromverluste an den gesamten Wirbelstromverlusten in den Leitern über dem Grunddrehzahlbereich der Prototypmaschine

bislang nicht thematisiert worden, weshalb im Folgenden beide Komponenten der frequenzabhängigen Verluste unter Berücksichtigung der Anschlusskonfiguration analysiert werden.

J $\frac{P_{\text{SFP}}}{P_{\text{LFP}}}$

In Abbildung 3.38 ist das Verhältnis der Eisenverluste zwischen SFP- und LFP-Konfiguration über den Grunddrehzahlbereich dargestellt. Es ist zu sehen, dass mit einer SFP-Konfiguration höhere Eisenverluste verursacht werden als mit einer LFP-Konfiguration. Dieser Trend verstärkt sich mit steigenden Drehzahlen.

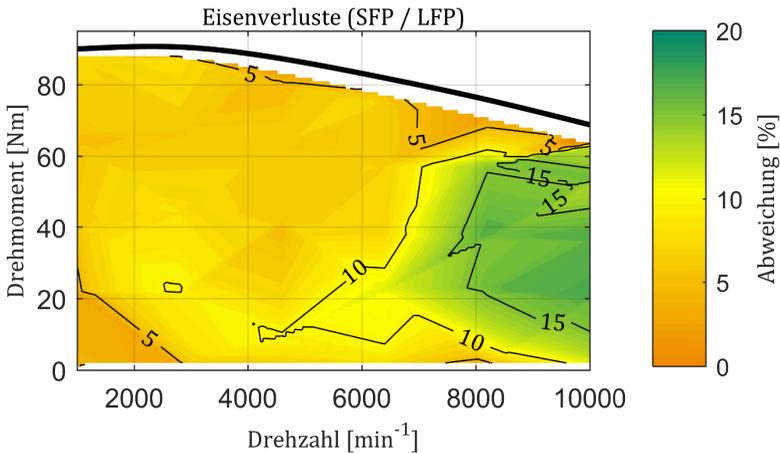


Abbildung 3.38: Verhältnis der Eisenverluste zwischen SFP- und LFP-Konfiguration über den Grunddrehzahlbereich

Weshalb die Eisenverluste mit einer LFP-Konfiguration geringer ausfallen, lässt sich mit Hilfe Abbildung 3.39 und Abbildung 3.40 erklären. Dort sind die räumlichen Eisenverlustverteilungen eines Betriebspunktes mit SFP- und LFP-Konfiguration sowie einige charakteristische Flussdichteverläufe dargestellt.

In Abbildung 3.39 ist zu sehen, dass bei einer LFP-Konfiguration im Vergleich zu einer SFP-Konfiguration eine inhomogene Verteilung der Eisenverlustdichte über die einzelnen Statorsegmente auftritt. Dies führt dazu,

starker Ausprägung auch für den parallelwandigen Spulentyp. Die hier dargestellten Erkenntnisse lassen sich demnach auf jede SRM übertragen.

3.5.3 Kennfeld der frequenzabhängigen Verluste

Werden die Komponenten der frequenzabhängigen Verluste jeweils für die SFP- und LFP-Konfiguration addiert und die relative Abweichung gebildet, so ergibt sich das Kennfeld aus Abbildung 3.45.

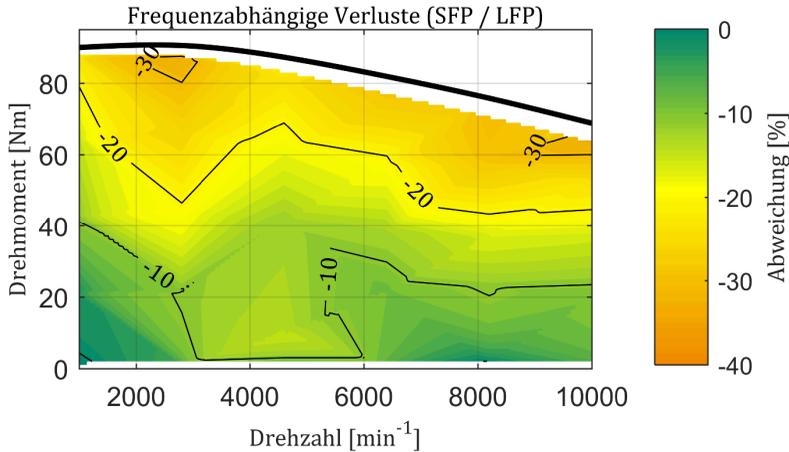


Abbildung 3.45: Kennfeld der frequenzabhängigen Verluste (SFP / LFP) für das SRM mit parallelwandigen Spulen

Die relative Abweichung der frequenzabhängigen Verluste zwischen SFP und LFP-Konfiguration ist in der Abbildung 3.45 dargestellt. Die relative Abweichung ist negativ, was bedeutet, dass die LFP-Konfiguration höhere frequenzabhängige Verluste aufweist als die SFP-Konfiguration.

An den negativen Werten ist zu erkennen, dass die LFP-Konfiguration hinsichtlich der frequenzabhängigen Verluste über das gesamte Kennfeld im Nachteil ist. Bei geringen Drehmomenten ist diese Ausprägung gering, jedoch nimmt sie mit steigender Drehmomentanforderung zu. In Kombination mit der erhöhten Drehmomentabgabe ist daher die SFP-Konfiguration für den Betrieb der Maschine zu bevorzugen.

Es ist jedoch anzumerken, dass sich diese Aussage bei abweichendem Verhältnis aus Eisenverlusten und Wirbelstromverlusten in den Leitern nicht ohne weitere Untersuchungen verallgemeinern lässt.

Berechnung von Paretomengen für unterschiedliche Polkonfigurationen zu ermöglichen.

Das Vorgehen zur Berechnung der Paretomengen in Abhängigkeit von Leistungsdichte und Effizienz erfolgt nach dem Gewichtungsansatz in [108] zur Optimierung einer synchronen Reluktanzmaschine. Da es sich hierbei um eine andere Motortopologie handelt und abweichende Zielgrößen von Interesse sind, unterscheiden sich das Optierungsverfahren und die geeigneten Optimierungsalgorithmen von denen der vorliegenden Arbeit.

04 j

Die folgenden Zusammenhänge bilden die Basis zur Auslegung und Optimierung einer geschalteten Reluktanzmaschine. Die vorgestellten Grundlagen werden genutzt, um einen Grobentwurf zu entwickeln und um relevante Optimierungsparameter zu identifizieren. Zum besseren Verständnis der folgenden Informationen ist in Abbildung 4.1 eine SRM mit den relevanten Parametern skizziert.

(

Sofern die Außenmaße der Maschine nicht vorgegeben sind, lassen sich diese mit Hilfe der allgemeinen Entwurfsgleichung (1.1) ableiten. Die zugehörigen Größenordnungen können mittels [60] für die SRM ermittelt werden. Einen deutlich praktischeren Ansatz mit entsprechenden empirischen Daten liefert Miller [20]. Hierbei wird das geforderte Drehmoment über einen Ausgangskoeffizienten K in Abhängigkeit zum Rotordurchmesser D_i und der Aktiveisenlänge l_{Fe} bestimmt:

$$M = K \cdot D_i^2 l_{Fe} \tag{4.1}$$

4.1.1 Jochweite

Da sich der magnetische Fluss eines Zahns auf zwei Jochpfade aufteilt, muss die Jochweite $y_{S,R}$ mindestens der halben Zahnbreite $b_{S,R}$ entsprechen. Da eine erhebliche Sättigung im Zahn erwünscht ist, jedoch im Joch nicht, sollte dieser Wert um 20 % bis 40 % erhöht werden [20]. Zudem wirkt sich eine hohe Jochweite im Stator positiv auf das akustische Verhalten der Maschine aus [60].

4.1.2 Zahnwinkel

Bei der Wahl der Stator- und der Rotorzahnbreite, die üblicherweise als Statorzahnwinkel β_S und Rotorzahnwinkel β_R angegeben werden, müssen die folgenden Bedingungen erfüllt werden [20]:

$$\beta_S \leq \beta_R \quad (4.2)$$

$$\beta_S \geq \frac{2\pi}{mN_R} \quad (4.3)$$

$$\beta_S < \frac{2\pi}{N_R} - \beta_R \quad (4.4)$$

mit der Strangzahl m , der Anzahl an Statorzähnen N_S und der Anzahl an Rotorzähnen N_R . Die Begründung der Verhältnisse erfolgt in [20].

4.1.3 Zahnlänge

Die Länge der Rotorzähne d_R sollte laut Miller [20] in folgendem Intervall liegen:

$$20 \cdot \delta < d_R < 30 \cdot \delta \quad (4.5)$$

wobei δ die Weite des Luftspalts darstellt. Als Anhaltspunkt für die Rotorzahnlänge empfiehlt Miller die Hälfte der Zahnbreite b_R .

Die Länge der Statorzähne d_S ergibt sich aus der Bedingung für die Statorjochweite y_S und aus dem Verhältnis von Rotor- zu Statordurchmesser. Eine Verringerung der Statorzahnlänge führt zu einem größeren

Rotordurchmesser und somit zu einem höheren Drehmoment. Gleichzeitig verringert sich die verfügbare Nutfläche, was sich negativ auf das thermische Verhalten der Maschine auswirkt.

Aus dem resultierenden Nutquerschnitt und dem maximalen Strangstrom lässt sich zudem auf die maximale Stromdichte schließen. Aufgrund der thermischen Kapazität der Kupferleiter und unter Annahme einer adiabaten Erwärmung lässt sich eine effektive Stromdichte von 20 A/mm^2 als Anhaltspunkt für die Maximalleistung einer elektrischen Maschine ableiten. Dieser Wert hat sich nach [106] auch in der Praxis bewährt.

□□□□□□□□ □□□□g

Der Luftspalt δ ist so klein wie möglich zu wählen, um eine hohe Flussdichte in der d-Stellung zu erzielen. Die begrenzenden Faktoren sind hierbei die Fertigungstoleranzen sowie die thermischen und die strukturdynamischen Verformungen im Betrieb. Bei Maschinen im automobilen Traktionsbereich sind Luftspaltweiten zwischen $0,3 \text{ mm}$ und $0,8 \text{ mm}$ üblich.

□ □□□□□□□□□□ □□□□□g

Der Wellendurchmesser D_w sollte möglichst groß gewählt werden, wobei mit steigender Drehzahl die Mindestanforderung an den Durchmesser zunimmt. In [20] wird folgende empirische Formel als Orientierung angegeben:

$$n_c = 1,668 \cdot 10^5 \frac{D_w^2}{l_{\text{Fe}} \sqrt{m_R l_{\text{Fe}}}} \quad (4.6)$$

Hierbei darf die kritische Drehzahl $n_c [\text{min}^{-1}]$ nicht überschritten werden. l_{Fe} entspricht dabei der Eisenlänge und m_R der Masse des Rotors. Der Vorfaktor ergibt sich aus der Umrechnung ins metrische System.

□ □□□□□□□□□□g

Die Anzahl der Windungen pro Pol N_p ergibt sich aus der geforderten Eckdrehzahl n_{eck} . Eine Abschätzung für den Grobentwurf liefert die folgende Gleichung [20]:

ringen Drehzahlen verlangt, während bei höheren Drehzahlen die Anforderung an eine hohe Beschleunigung abnimmt. Bei Fahrten mit sehr hoher Geschwindigkeit sind lediglich die Fahrwiderstände durch den Antrieb zu decken. Aufgrund dieser Lastcharakteristik wird der Motor mit einer hohen Drehzahlspreizung¹⁰ von 1:3 betrieben, um das Gewicht des Motors zu reduzieren.

Da die Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik und das äußere Bauvolumen entsprechend Abschnitt 4.2.3 definiert sind, kann die Zielfunktion der Leistungsdichte f_1 durch einen Abgleich der Motorcharakteristik $M(n)$ und der Lastcharakteristik $M_L(n)$ abgeleitet werden:

$$f_1 = \min(M(n) - M_L(n)) \quad (4.9)$$

Da geschaltete Reluktanzmaschinen einen weiten Konstantleistungsbereich aufweisen [62], ist das Drehmoment M_{eck} an der Eckdrehzahl n_{eck} die relevante Zielfunktion f_1 zur Optimierung der Leistungsdichte. Daher vereinfacht sich Gleichung (4.9) zu

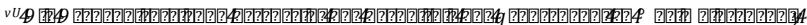
$$f_1 = M_{\text{eck}} = M(n_{\text{eck}}) \quad (4.10)$$

Es ist anzumerken, dass die maximale Motorleistung in der Regel oberhalb der Eckdrehzahl liegt. Bezüglich der Anwendung ist dies jedoch irrelevant, da die geforderte Lastcharakteristik in diesem Bereich übererfüllt wird.

J g

Die Effizienz einer elektrischen Traktionsmaschine wird im Kontext eines oder mehrerer Referenzfahrzyklen bewertet. Als Beispiel ist in Abbildung 4.3 die relative Energieverteilung eines elektrischen Antriebs innerhalb des NEFZ dargestellt. Die Energie W_p eines Betriebspunktes p im Fahrzyklus beschreibt das Produkt aus der mechanischen Leistung P_p und Verweildauer t_p im entsprechenden Betriebspunkt:

$$W_p = P_p \cdot t_p \quad (4.11)$$

¹⁰

Ein Betriebspunkt mit hoher relativer Energie $w_p = W_p/W_{\text{ges}}$ besitzt demnach eine hohe Relevanz für die Effizienz des Motors, wobei W_{ges} die Gesamtenergie über dem Fahrzyklus darstellt. Als skalare Zielgröße für die Effizienz ist daher die mit w_p gewichtete Summe der Wirkungsgrade η aller Betriebspunkte p heranzuziehen:

$$f_2 = \sum_{p \in P} w_p \cdot \eta_p \quad (4.12)$$

mit der Gesamtmenge aller Betriebspunkte P .

Um den Aufwand für die Optimierung zu begrenzen, werden lediglich die Wirkungsgrade der zwei bis drei Betriebspunkte mit der höchsten relativen Energie in der Zielfunktion f_2 berücksichtigt.

4.2.3 Weitere Kriterien

Neben Leistungsdichte und Effizienz sind weitere Kriterien, wie Kosten, Drehmomentwelligkeit und Geräuschemission relevant für einen Traktionsantrieb in Elektrofahrzeugen. Diese Größen werden allerdings nicht direkt in die Optimierung einbezogen, sondern über die Randbedingung und die Auswahl des finalen Maschinendesigns berücksichtigt.

4.2.4 Kaskadiertes Optimierungsverfahren

Im Folgenden wird das kaskadierte Optimierungsverfahren bestehend aus einer überlagerten Geometrieoptimierung und einer unterlagerten Ansteueroptimierung erläutert.

4.2.4.1 Geometrieoptimierung

Entsprechend Abschnitt 4.2.1 erfolgt die Optimierung des Motordesigns anhand der Zielgrößen Leistungsdichte f_1 und Effizienz f_2 an den dedizierten Betriebspunkten. Um das notwendige Drehmoment und den Wirkungsgrad in den entsprechenden Betriebspunkten zu berechnen, ist eine geeignete Ansteuerung erforderlich. Infolge der vielen Freiheitsgrade zur Berechnung eines Betriebspunktes wird die Steuerung in die Designoptimierung mit einbezogen. Wie anschließend in Abschnitt 4.2.4 erläutert,

Des Weiteren folgt aus den Betriebsanforderungen des Fahrzeugs die konkrete Vorgabe der relevanten Betriebspunkte und der Eckdrehzahl. Diese Werte sind in Tabelle 4.2 aufgeführt. Die relevanten Betriebspunkte für die Effizienz besitzen die gleiche relative Energie und stammen aus einer Kombination unterschiedlicher Fahrzyklen.

j Tabelle 4.2: Betriebspunkte und Eckdrehzahl

Durch die Vorgabe der äußeren Parameter beschränken sich die Freiheitsgrade zur Optimierung auf die inneren Geometrieparameter, die Windungszahl und die Polpaarzahl. Eine Aufzählung der Parameter erfolgt in Tabelle 4.3. Diese Variablen haben den größten Einfluss auf die Zielfunktion und werden daher in der Optimierung berücksichtigt.

k Tabelle 4.3: Geometrieparameter

) ω [min ⁻¹] T_e [Nm]) ω_{max} [min ⁻¹]
Drehzahl	Eckdrehzahl	Eckdrehzahl
13.750 min ⁻¹	20 Nm	11.000 min ⁻¹
23.750 min ⁻¹	10 Nm	

l Tabelle 4.4: Geometrieparameter

Parameter	Symbol
Rotorjochweite	y_R
Rotorzahnlänge	d_R
Statorzahnlänge	d_S
Statorzahnwinkel	β_S
Rotorzahnwinkel	β_R
Statorzahnflankenwinkel	α_S
Polwindungszahl	N_P
Polpaarzahl	p

Die inneren Parameter besitzen einen positiven rationalen Definitionsbereich ($y_R, d_R, d_S, \beta_S, \beta_R, \alpha_S \in \mathbb{Q}^+$) und Grenzen, die in einem erweiterten Bereich der Vorgaben aus Abschnitt 4.1 liegen. Um starke Sättigung im Joch zu vermeiden, gilt zudem die Nebenbedingung:

$$y_S, y_S \geq 1,2 \cdot b_S \quad (4.13)$$

Entgegen der inneren Geometrieparameter besitzen die Polwindungszahl und die Polpaarzahl einen diskreten Definitionsbereich ($N_p, p \in \mathbb{N}$). Die Berücksichtigung diskreter Variablen schränkt die Wahl der Optimierungsalgorithmen deutlich ein und erfordert einen großen Zusatzaufwand bzgl. der Rechenzeit und der Implementierung. Aus diesem Grund wird für die Windungszahl und Polpaarzahl ein alternativer Ansatz gewählt.

□ □□□□□□□□□□□

Um den Einfluss der Windungszahl mit einzubeziehen, ohne dabei die Komplexität der Optimierung zu sehr zu steigern, wird für die diskrete Windungszahl eine Transformation herangezogen. Ziel der Transformation ist die Berücksichtigung des Einflusses der Windungszahl mittels kontinuierlicher Größen. Das Verhalten einer variablen Windungszahl N_p wird daher durch die Zwischenkreisspannung U_{ZK} und den Strangstrom I_{Str} abgebildet:

$$U_{ZK} = U_{ZK,0} \cdot \frac{N_{p,0}}{N_p} \quad (4.14)$$

$$I_{Str} = I_{Str,0} \cdot \frac{N_p}{N_{p,0}} \quad (4.15)$$

wobei $U_{ZK,0}$ und $I_{Str,0}$ den definierten Vorgaben aus Tabelle 4.1 entsprechen, U_{ZK} und I_{Str} die variablen Eingabewerte in SPEED darstellen und $N_{p,0}$ die feste Windungszahl in SPEED repräsentiert. Diese Transformation ist möglich, da bei der Variation von U_{ZK} und I_{Str} entsprechend den Gleichungen (4.14) und (4.15) das gleiche Systemverhalten resultiert wie durch eine Variation der Windungszahl, was im Folgenden gezeigt wird.

Die Windungszahl verhält sich proportional zur magnetischen Durchflutung Θ und zur induzierten Spannung u_{ind} . Die magnetische Durchflutung

$\frac{1}{\omega} \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{\omega} \frac{d}{dt} \left(\frac{2\pi n}{60} \right) = \frac{2\pi}{60} \frac{dn}{\omega dt}$

Zur Bewertung des Motordesigns hinsichtlich seiner anwendungsspezifischen Leistungsdichte und Effizienz ist ein optimales Ansteuerungsverfahren erforderlich. Ein gängiges und einfach zu implementierendes Verfahren stellt das ATC entsprechend Abschnitt 2.2.4 dar. In diesem Verfahren stehen die drei Parameter Einschaltwinkel θ_{on} , Ausschaltwinkel θ_{off} und Strommaximum I_{max} zur Verfügung, wie in Tabelle 4.4 zusammengefasst.

$\frac{1}{\omega} \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{\omega} \frac{d}{dt} \left(\frac{2\pi n}{60} \right) = \frac{2\pi}{60} \frac{dn}{\omega dt}$

Parameter	Symbol
Einschaltwinkel	θ_{on}
Ausschaltwinkel	θ_{off}
Strommaximum	I_{max}

In der Praxis findet das ATC-Verfahren vor allem im oberen Drehzahlbereich und bei hohen Drehmomentanforderungen Anwendung. Befinden sich die relevanten Betriebspunkte hingegen im unteren Drehzahlbereich, wird häufig das DITC-Verfahren angewandt, um die Drehmomentwelligkeit zu reduzieren. Um diese Funktionalität in die Ansteueroptimierung zu integrieren, wurde in [E6] ein Verfahren vorgestellt, um die Effizienz zu optimieren und dabei eine minimale Drehmomentwelligkeit zu garantieren. Da entsprechend Tabelle 4.2 die relevanten Betriebspunkte im oberen Drehzahl- oder maximalen Drehmomentbereich liegen, wird in dieser Arbeit ausschließlich das ATC-Verfahren mit den Variablen aus Tabelle 4.4 zur Ansteueroptimierung herangezogen. Je nach Komponente (Effizienz / Leistungsdichte) der zweidimensionalen Zielfunktion sind zudem unterschiedliche Nebenbedingungen erforderlich.

$\frac{1}{\omega} \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{\omega} \frac{d}{dt} \left(\frac{2\pi n}{60} \right) = \frac{2\pi}{60} \frac{dn}{\omega dt}$

Zur Beurteilung der Effizienz an den Betriebspunkten aus Tabelle 4.2 ist ein definiertes Drehmoment zur entsprechenden Drehzahl erforderlich. Dieses Drehmoment kann durch unterschiedliche Kombinationen der Parameter aus Tabelle 4.4 bereitgestellt werden. Der Punkt optimaler Effizienz wird dabei erzielt, wenn das geforderte Drehmoment erreicht wird

und die Verluste minimiert werden. Daher wird das erforderliche Drehmoment M_B als Nebenbedingung $c_1 \leq 0$ in die Ansteueroptimierung integriert:

$$c_1 = M_B - M \leq 0 \tag{4.19}$$

wobei M dem resultierenden Drehmoment mit der aktuellen Ansteuerung entspricht.

=

Wie in Abschnitt 4.1 bereits erläutert, wird das maximale Drehmoment durch den Effektivwert der Stromdichte begrenzt. Um das maximale Drehmoment und somit die Leistungsdichte zu beurteilen, darf eine maximale Stromdichte von $J_{\max} = 20 \text{ A/mm}^2$ nicht überschritten werden. Daraus ergibt sich die Nebenbedingung c_2 :

$$c_2 = J - J_{\max} \leq 0 \tag{4.20}$$

mit dem resultierenden Effektivwert der Stromdichte J , der sich aus der aktuellen Ansteuerung ergibt.

Optio

Zur Berechnung einer Paretomenge sind unterschiedliche Ansätze möglich. Eine Option stellen die q oder \circ [111, 112] dar, die eine direkte Berechnung der Paretomenge ermöglichen. Demgegenüber lässt die Gruppe der gradientenbasierten Optimierungsalgorithmen keine direkte Berechnung der Paretomenge zu. Die Berechnung der Paretomenge ist jedoch iterativ durch eine Gewichtung der einzelnen Komponenten der Zielfunktion möglich [113]:

$$f(a) = a \cdot f_1 + (1 - a) \cdot f_2 \tag{4.21}$$

mit der eindimensionalen Zielfunktion f in Abhängigkeit vom Gewichtungsfaktor $a \in [0,1]$. Zur Berechnung der Paretomenge wird a in diskreten Abständen über den gesamten Definitionsbereich variiert und jeweils die resultierende Zielfunktion $f(a)$ optimiert.

- Genetischer Algorithmus (GA):

Der GA ist angelehnt an das biologische Evolutionsprinzip [115]. Verglichen mit dem IPA ist dieser Algorithmus besser geeignet, um globale Extremwerte der Zielfunktion zu identifizieren. Allerdings sind die lokalen Optimierungseigenschaften schlechter und damit ist die Rechenzeit höher. Der verwendete GA liefert ebenfalls die Lösung eines eindimensionalen Optimierungsproblems.

- Multi Objective Algorithmus (MOA):

Der MOA basiert auf dem Evolutionsprinzip des GA, ermöglicht jedoch eine direkte Lösung des mehrdimensionalen Optimierungsproblems. Dieses Verfahren stellt sich als sehr zeitaufwendig heraus, trotz der Tatsache, dass keine iterative Berechnung nach Gleichung (4.21) erforderlich ist.

Die Algorithmen zur Berechnung der Paretomenge werden anhand eines vereinfachten Beispiels hinsichtlich Genauigkeit und Rechenzeit gegenübergestellt. Im Gegensatz zu den Parametern aus Tabelle 4.3 wird hierfür eine geringere Anzahl an freien Geometrieparametern verwendet und die axiale Länge variiert, um ein gefordertes Drehmoment am Eckpunkt zu erzielen. Die Ergebnisse der resultierenden Paretomengen sind in Abbildung 4.5 zusammengefasst. Angesichts der sehr langen Rechenzeit erfolgt ein vorzeitiger Abbruch der Optimierung mittels GA und MOA. Lediglich das Verfahren mit dem IPA ist nach etwa vier Tagen abgeschlossen. Die Optimierung mit dem GA wird nach der Berechnung eines Punktes und einer Rechenzeit von 57 Stunden abgebrochen. Nach einem Zeitintervall von 12 Tagen wird der MOA ebenfalls abgebrochen und das bis dahin erzielte Ergebnis in Abbildung 4.5 dargestellt.

Es ist zu sehen, dass sich die Ergebnisse aller drei Algorithmen derselben Paretofront annähern und somit plausible Ergebnisse aufweisen. Im Vergleich der Algorithmen erzielt der GA die höchste Effizienz und damit die beste Genauigkeit, demgegenüber jedoch der enorme Rechenaufwand steht. Der Vergleich des MOA und IPA zeigt, dass der evolutionäre Algorithmus bei überschaubarer Rechenzeit keine Vorteile gegenüber dem gradientenbasierten Verfahren aufweist. Unter der Berücksichtigung der Rechenzeit ist es also zielführend, den IPA zu verwenden.

Es ist allerdings zu beachten, dass der IPA ein lokales Optimierungsverfahren darstellt und somit nicht zwingend jedes globale Optimum findet.

4.2.1 Vergleich von Geometrieoptimierung und Ansteuerungsoptimierung

Im Vergleich zur überlagerten Geometrieoptimierung ist das Optimierungsproblem der Ansteuerung deutlich aufwendiger. Die Zielmengen aus Gleichung (4.22) und Gleichung (4.23) weisen höhere Gradienten auf, besitzen eine höhere Anzahl an lokalen Extrema und aufgrund der jeweiligen Nebenbedingungen aus Gleichung (4.19) und Gleichung (4.20) sind sie zudem nichtkonvex und in Teilbereichen unstetig.

Ein für diese Anforderungen geeignetes Optimierungsverfahren stellt der Pattern-Search-Algorithmus (PSA) dar [116]. Der PSA ist Teil der metaheuristischen Optimierungsverfahren und ermöglicht die Lösung des Problems ohne Bildung des Gradienten.

Um eine stabile Optimierung zu gewährleisten, muss die Abbruchbedingungen der unterlagerten Ansteueroptimierung kleiner als die minimale Schrittweite der überlagerten Geometrieoptimierung gewählt werden.

4.2.2 Optimierung der Polkonfiguration

In diesem Abschnitt werden zunächst die resultierenden Paretomengen der unterschiedlichen Polkonfigurationen vorgestellt und anschließend wird der Einfluss der Geometrieparameter anhand einer konkreten Polkonfiguration diskutiert. Die Ergebnisse sind im Rahmen einer Bachelorarbeit [S8] entstanden.

4.2.2.1 Paretomengen der Polkonfigurationen

Nach Anwendung des Optimierungsverfahrens mit den Statorpol-/Rotorpolkonfigurationen 6/4, 12/8 und 18/12 ergeben sich die Paretomengen aus Abbildung 4.7. Eine Untersuchung bei halber Maximaldrehzahl und vergleichbaren Anforderungen erfolgt in [E2].

Es ist ersichtlich, dass mit der 6/4-Konfiguration die höchsten Wirkungsgrade und mit der 12/8-Konfiguration die höchsten Leistungsdichtewerte erzielt werden können. Die globale Paretomenge wird daher aus der 12/8- und der 6/4-Konfiguration gebildet. Ausgehend von hohen Leistungsdichtewerten dominiert die Paretomenge der 12/8-Konfiguration bis zum Schnittpunkt mit der Paretomenge der 6/4-Konfiguration. Ab

Es ist anzumerken, dass sich diese Verhältnisse mit einer veränderten Anforderung an die Maximaldrehzahl verschieben [E2].

Da in dieser Arbeit der Leistungsdichte eine höhere Relevanz als der Effizienz beigemessen wird, erfolgt die anschließende Analyse der Geometrieparameter anhand der 12/8-Konfiguration.

Einfluss der Geometrieparameter auf die Leistungsdichte

Der Einfluss der Geometrieparameter wird anhand der 12/8-SRM diskutiert. In Abbildung 4.8 ist die entsprechende Paretomenge und in Abbildung 4.9 die zugehörige Verteilung der Verluste dargestellt.

In Abbildung 4.8 ist zu erkennen, dass ausgehend von sehr hoher Leistungsdichte (Punkt A) eine schnelle Zunahme der Effizienz bei geringer Abnahme der Leistungsdichte möglich ist. Mit etwas geringerer Ausprägung ist dieselbe Aussage in umgekehrter Abhängigkeit möglich: Ausgehend vom Maximum der Effizienz (Punkt C) wird mit einer leichten Verringerung der Effizienz eine hohe Leistungsdichtesteigerung erzielt. Ein sinnvoller Kompromiss liegt daher selten bei dem Maximum einer Zielgröße.

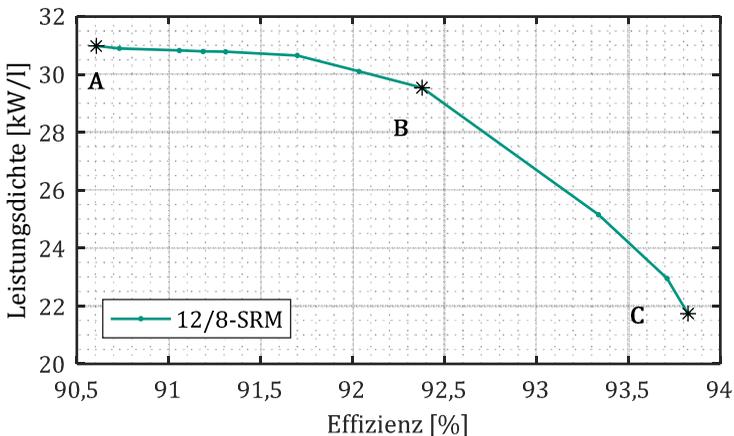


Abbildung 4.8: Pareto-Frontier für die 12/8-SRM-Konfiguration. Die Y-Achse zeigt die Leistungsdichte in kW/l, die X-Achse die Effizienz in Prozent. Die Kurve zeigt die möglichen Kompromisse zwischen diesen beiden Zielen.

Dabei werden die Daten als Ergebnis der Auslegungsoptimierung und die Daten des tatsächlich gefertigten Prototyps gesondert aufgeführt. Die Unterschiede haben ihre Ursache in Einschränkungen bei der hausinternen Fertigung und bei abweichenden Maßen der gelieferten Blechpakete. Die Wicklung des Prototyps wird entsprechend dem alternierenden Spulenkonzent aus Abschnitt 3.4.1 umgesetzt. Die Fertigung des Prototyps wird im folgenden Abschnitt näher erläutert.

P

In diesem Kapitel werden der Prüfstand und die einzelnen Komponenten des Prototyps vorgestellt. Ein Großteil der Komponenten wurden dabei selbst und im Rahmen von studentischen Arbeiten [S1, S4, S9, S10] entwickelt und umgesetzt. Diese umfassen sämtliche Aktivteile des Elektromotors, den Signalverarbeitungsteil des Wechselrichters, die Steuer- und Regelungssoftware sowie die automatisierte Kennfeldvermessung.

PH

Abgesehen von den Messungen am Epsteinrahmen werden alle Messungen an dem Prüfstand aus Abbildung 5.1 vorgenommen. Die wesentlichen Daten der vorhandenen Infrastruktur sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Details zu den Messungen am Epsteinrahmen sind [85, 98] und [S6] zu entnehmen.

Die blauen Elemente in Abbildung 5.1 stellen eine Lastmaschine und ein am Institut entwickeltes Umrichtersystem namens  dar. Der iVert besteht im Wesentlichen aus vier aktiv gekühlten Φ - $4Mxj$ $9vmm$ Modulen [119] der Firma Semikron und einem kommerziellen  Signalverarbeitungssystem [120]. Die SKiiP-Module sind jeweils als aktiven Netzgleichrichter, zwei Wechselrichter und einen dreiphasigen Gleichstromsteller konfiguriert. Einer der Wechselrichter ist mit der Lastmaschine, einer Asynchronmaschine der Firma Oswald [121], verbunden. Die Steuerung des Systems sowie die Darstellung der Zustandsvariablen erfolgt über die dSpace-Oberfläche auf dem PC. Um Drehzahlen über 10.000 min^{-1} messen zu können, wird die Prüflingsmaschine über ein Spezialgetriebe [122] der Firma Puls mit einem Übersetzungsverhältnis von 3,045:1 an die Lastmaschine gekoppelt.

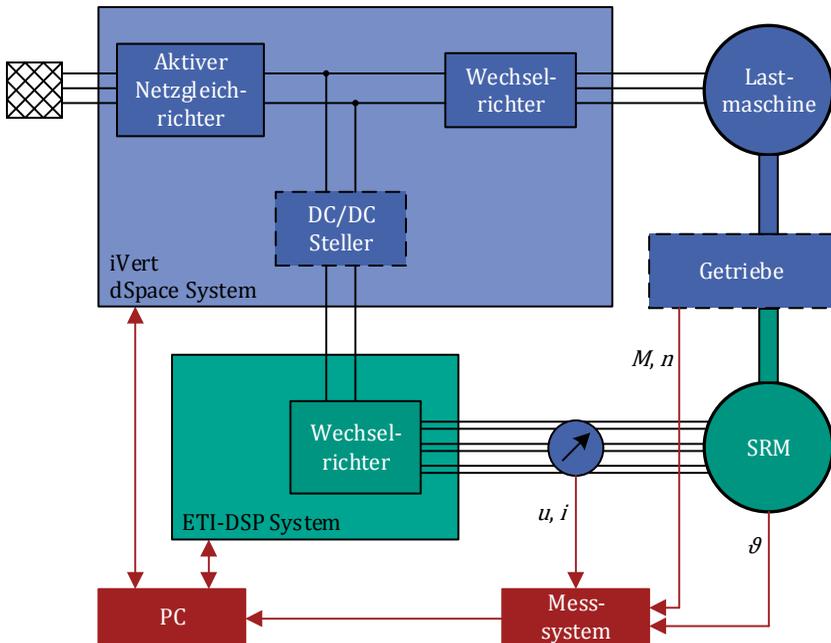


Abbildung 5.1: Prüfstandskonzept

Die grünen Elemente in Abbildung 5.1 bilden die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Komponenten ab. Diese stellen sowohl den Wechselrichter, einschließlich der Steuer- und Regelungssoftware, als auch die geschaltete Reluktanzmaschine dar.

Der Leistungsteil des Wechselrichters basiert ebenfalls auf Φ - $4M \times j 9 vnm$ Modulen, wobei die Topologie in Abschnitt 5.3 dargelegt wird. Der Wechselrichter wird direkt mit dem Gleichstromsteller des iVert-Systems verbunden. Die Steuerung, Regelung und Kommunikation mit dem PC erfolgt über ein am Institut entwickeltes Signalverarbeitungssystem namens $q \beta 9 \Phi / 1 \Phi$. Die SRM wird über sechs Motorleitungen mit dem Wechselrichter verbunden, wobei eine Strom- und Spannungsmessung je Strang der SRM erfolgt. Die Messung des Drehmoments M und der Drehzahl n erfolgt auf der hochdrehenden Seite des Getriebes. Die Motortemperatur wird ebenfalls über ein Messsystem erfasst. Im Folgenden werden die Details und Fertigungsschritte des Motors und des Umrichters näher erläutert. Die Details zur Sensorik, zum Messsystem und den damit verbundenen Messunsicherheiten werden in Abschnitt 5.4 behandelt.

5 Prüfstand und Prototypfertigung

Abbildung 5.1: Prüfstand zur Prototypfertigung

Komponente	Parameter	Wert
<ul style="list-style-type: none"> - Aktiver Netzgleichrichter - Wechselrichter - DC/DC-Steller Je basierend auf Φ -Mxj 9vmm Modulen von Semikron [119]4	Maximale Zwischenkreis-Spannung	750 V
	Maximaler Wechselstrom Effektivwert	400 A
<ul style="list-style-type: none"> - Lastmaschine Asynchronmaschine von Oswald [121]	Maximale Leistung	215 kW
	Maximales Drehmoment	540 Nm
	Maximale Drehzahl	15.080 min ⁻¹
<ul style="list-style-type: none"> - Getriebe Spezialgetriebe von Puls [122]	Übersetzungsverhältnis	3,045 : 1
	Maximale Leistung	200 kW
	Maximales Drehmoment der schnellen Welle	180 Nm
	Maximale Drehzahl	30.000 min ⁻¹
<ul style="list-style-type: none"> - Signalverarbeitungssystem DS1006 von DSpace [120]	-	-

Plp J 5.1.1 Fertigungsprozess

Die technischen Daten des Motors sind bereits in Abschnitt 4.3 auf Seite 132 aufgeführt. In diesem Abschnitt liegt der Fokus auf der Beschreibung des Fertigungsprozesses.

j 5.1.1.1 Gehäuse

Das Gehäuse inklusive Lager und Welle wurde vom Projektpartner beige-steuert. Es besteht aus einem Aluminiumguss mit integrierten Kühlkanälen. Eine Darstellung der fertigen Maschine ist in Abbildung 5.2 zu sehen.

Die Kupplung mit dem Getriebe erfolgt durch eine Steckverzahnung mittels einer innenverzahnten Anpasshülse.

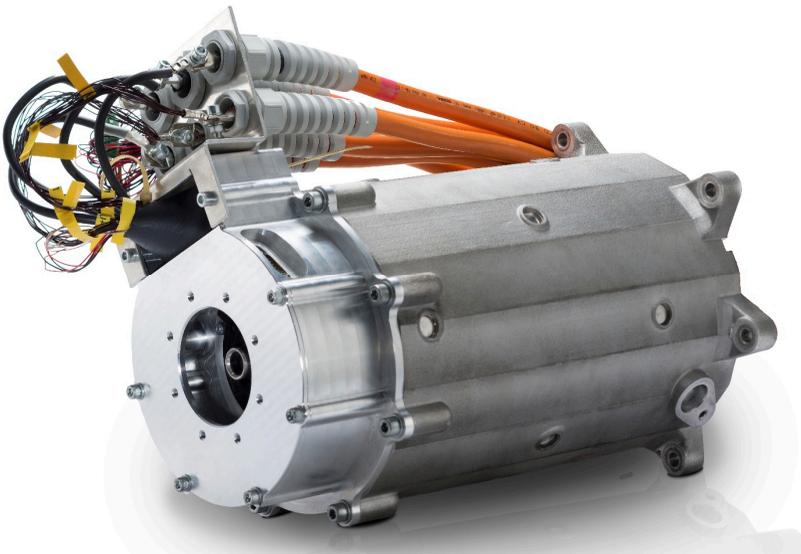
) 22222222g

Die Blechpakete entsprechend Abbildung 5.3 bestehen aus einem NO20-Blech der Firma C.D. Wälzholz [88]. Sie werden lasergeschnitten und mittels Backlack paketiert. Aufgrund geringfügiger Fertigungsabweichungen der Luftspaltweite ist das Blechpaket in acht zueinander verdrehte Segmente unterteilt.

Das Fügen der Blechpakete ins Gehäuse und auf die Welle sowie das Auswuchten erfolgt ebenfalls extern.

222222g

Die Fertigung der alternierenden Zahnspulen erfolgt mit Hilfe selbst entwickelter Werkzeuge. In Abbildung 5.4 ist eine Explosionszeichnung des Werkzeugs der parallelwandigen Spule dargestellt. Die gekennzeichnete Nummerierung dient der anschließenden Beschreibung des Fertigungsprozesses.



62222222Amf4 ; 222222/ 22222242222222222222&222222222 22222224



Abbildung 5.4: Wickelkörper (1) bis (4)

Die in Abbildung 5.4 mit (1) bis (4) bezeichneten Komponenten stellen den Wickelkörper dar, welcher in Abbildung 5.5 in montierter Form zu sehen ist.

Teil (1) entspricht dem Kernelement und besitzt dieselben Maße wie ein Statorzahn. Es handelt sich um ein Frästeil aus Polyoxymethylen (POM). POM bietet den Vorteil, dass durch den weichen Kunststoff keine Schädigung an der Drahtisolation riskiert wird. Darüber hinaus weist es gute Gleiteigenschaften auf, was die Montage und Reinigung erleichtert.

An diesem Kernelement werden an den axialen Enden Wickelkopfstützen (2) angebracht, welche aus z AlSi10Mg [123] als 3D-Druck gefertigt werden. Diese sind Bestandteile der fertigen Spulen und dienen der Formbildung des Wickelkopfes und dem Schutz vor den scharfen Blechpaketkanten.

Um eine dichte Packung der Windungen zu ermöglichen, wird der Wickelkern von den Elementen (3) nach oben und unten gestützt. Diese Elemente sind analog dem Kernstück ebenfalls ein Frästeil aus POM. Da beim Wickelvorgang hohe Kräfte auf das Werkzeug einwirken, werden außen 3 mm dicke laserschnittene Stahlteile angebracht.

Nach der Montage des Wickelkörpers folgt der Wickelvorgang. Dazu wird zunächst das Isolationspapier Mylar - 3M [124] (4) justiert und der

Im Anschluss an den Wickelvorgang wird der Spulenkörper inklusive Wicklung in die Gussformen (5) eingeführt und verschraubt. Die Gussformen sind zweiteilig und bestehen aus gefrästen POM-Schalen als Guss- und Leiterstützkontur sowie 10 mm dicken gelaserten Stahlplatten, um den erforderlichen Anpressdruck zu ermöglichen. Damit bei dem nachgelagerten Vergussvorgang keinen Material austritt, werden die Vergussformen mittels einer O-Ring-Schnur gegeneinander abgedichtet. Um die Anschlussdrähte korrekt zu positionieren, werden zuletzt die Keile (6) in die Wickelschlitze eingesetzt.

Für den Vergussprozess wird das gesamte Werkzeug entsprechend Abbildung 5.4 aufgerichtet und auf der Trägerkonstruktion (8) abgestellt. Als Vergussmaterial wird $6\text{ mm} \times 10\text{ mm} \times 10\text{ mm}$ ABnMz 9 [125] von Huntsman verwendet. Dieses wird langsam und kontinuierlich in den Trichter der Gussform (5) eingeführt und anschließend fünf Stunden bei $90\text{ }^\circ\text{C}$ ausgehärtet. Um anschließend eine einfache Reinigung zu ermöglichen, wird das POM-Material mit seinen schlechten Haftungseigenschaften verwendet. Zudem wird zu Beginn der Spulenfertigung das Trennmittel CP 2 1000 F 1000 [126] von Poxy-Systems auf alle Einzelteile, abgesehen von (2) und (4), aufgetragen.

Zuletzt wird der Wickelkörper abgedrückt und demontiert, um die vergossene Spule mitsamt dem Isolationspapier (4) und den Wickelkopfstützen (2) zu entnehmen.

Die fertige Spule ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Sie wird auf einen Statorzahn aufgesteckt und axial verklebt. Bei der Integration in den Motor ist darauf zu achten, dass zunächst alle keilförmigen Spulen eingesetzt werden und anschließend die parallelwandigen.



6 $6\text{ mm} \times 10\text{ mm} \times 10\text{ mm}$ ABnMz 9 $10\text{ mm} \times 10\text{ mm} \times 10\text{ mm}$



Abbildung 5.9: Wicklung einer Messspule

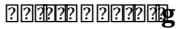
Im Anschluss an den Wickelvorgang werden die Spulen analog zum zuvor beschriebenen Prozess vergossen. Es ist anzumerken, dass die Integration von Messspulen zu einem erhöhten Spannungsrisiko führt und daher nur bei reduzierter Zwischenkreisspannung angewandt wird. Das Werkzeug zur Fertigung der Spulen mit Messwindungen aus Abbildung 5.9 und Abbildung 5.10 unterscheidet sich von dem aus Abbildung 5.4. Es entspricht einem früheren Entwicklungsstadium.

Abbildung 5.10: Wicklung einer Messspule

Um neben den induzierten Spannungen der parallelwandigen Wicklung eine Validierung der Kreisströme der keilförmigen Wicklung zu ermöglichen, werden die Anschlussleitungen des finalen Prototyps einzeln aus dem Maschinengehäuse herausgeführt. Damit können die Ströme der einzelnen Windungsstränge mit Hilfe von externen Stromwandlern des Typs LEM LA 100-P [127] gemessen werden.

Phasenstrommessung

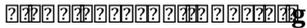
Dieser Abschnitt behandelt den Umrichter mit dem Aufbau seines Leistungsteils, dem Signalverarbeitungsteil sowie der Software zum Betrieb des Umrichters und der geschalteten Reluktanzmaschine.



Die gängigste leistungselektronische Schaltung zum Betrieb einer SRM ist in Abbildung 2.9 dargestellt. Da der Fokus der vorliegenden Arbeit auf dem Elektromotor liegt, wird zur Reduktion des Entwicklungsaufwands ein bestehender Umrichterschrank [128] mit zwei Drehstrombrückenschaltungen an die Anforderungen einer SRM angepasst. Damit wird die Schaltung aus Abbildung 5.11 verwendet, wobei beide Drehstrombrückenschaltungen aus je einem Φ - Σ - M_xj $9vmm$ Modul [119] bestehen.

Wie den ausgegrauten Bauelementen in Abbildung 5.11 zu entnehmen ist, werden von den insgesamt zwölf IGBTs und zwölf Dioden nur jeweils sechs aktiv verwendet. Dies hat unter anderem den Vorteil, dass per Software und ohne Verdrahtungsaufwand zwischen einer SFP- und einer LFP-Konfiguration gewechselt werden kann.

Die Zwischenkreiskapazität C_{ZK} besteht aus 10 Folienkondensatoren und ist mit insgesamt 9 mF bemessen, wodurch von einer konstanten Zwischenkreisspannung u_{ZK} ausgegangen werden kann.



Die Signalverarbeitung des SRM-Wechselrichters basiert auf dem ETI-DSP-System [129-131], welches im Rahmen einer Vielzahl von Doktorarbeiten und studentischen Arbeiten am Institut entwickelt wurde. Das System besteht aus verschiedenen Ein-, Ausgabe- und Steuerungsplatinen, die allesamt in ein 19"-Rack integriert werden und über ein Bussystem verbunden sind. Der Busmaster ist ein Digitaler Signalprozessor (DSP) Φ $mUBK3CX4$ [132] von $4\text{22224322222} \text{2222}$ welcher neben der Busverwaltung auch das Kernstück des Steuerverfahrens der SRM und des Zustandsautomaten für die Betriebssteuerung darstellt [S10].

Der DSP ist über eine USB-Schnittstelle mit dem PC verbunden, auf dem mittels einer $M\text{222}q$ I Oberfläche die Ein- und Ausgabe definierter Daten ermöglicht wird. Die Programmierung des DSPs erfolgt mit Hilfe automatischer Code-Generierung aus MATLAB Simulink.

Ein weiteres Kernstück der Signalverarbeitung stellt eine Einschubkarte mit einem Field Programmable Gate Array (FPGA) des Typs $q/C8qCU; mx8K=$ [133] von Altera dar, die über das Bussystem mit dem

der Einschaltwinkel θ_{on} , der Ausschaltwinkel θ_{off} und der maximale Stromwert I_{max} . Das Hystereseband ist mit $I_{\text{max}} \pm 5 \text{ A}$ festgelegt. Die freien Parameterwerte werden vorab in Abhängigkeit vom Sollmoment und der Solldrehzahl ermittelt. Dazu wird eine Offlineoptimierung unter Zuhilfenahme der Modelle aus Kapitel 3 angewandt, um einen verlustoptimalen und drehmomentwelligkeitsreduzierten Betrieb zu ermöglichen.

Die Parametervorgabe in Abhängigkeit der Sollgrößen ist in Form von LUTs auf dem DSP implementiert. Diese Informationen werden mitsamt dem aktuellen Winkel an den FPGA übergeben, auf dem die Stromregung und die Ansteuerung der Leistungshalbleiter erfolgen.

Die Stromregelung erfolgt durch einen Zweipunktregler mit einer vorgegebenen Stromschwelle, wobei zwischen Soft- und Hard-Chopping gewählt werden kann. Beim Soft-Chopping wird jeweils zwischen Stromaufbau mit voller Zwischenkreisspannung und den Freilaufzuständen alterniert, während beim Hard-Chopping nur die positive oder negative Zwischenkreisspannung an die Maschinenklemmen geschaltet wird. Die erste Variante hat den Vorteil einer deutlich reduzierten Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter, während die zweite Variante für den Generatorbetrieb obligatorisch ist [20]. Zwischen dem Einschaltwinkel θ_{on} und dem Ausschaltwinkel θ_{off} liegt der Stromsollwert auf dem Maximalstrom I_{max} . Außerhalb dieses Intervalls liegt der Stromsollwert bei null und der Strom wird stets mit der vollen Zwischenkreisspannung abgebaut, unabhängig davon ob Soft- oder Hard-Chopping selektiert ist.

Die Zeitpunkte des Stromaufbaus und des Stromabbaus werden durch einen Vergleich der aktuellen Rotorposition mit den Steuerparametern θ_{on} und θ_{off} ermittelt. Wegen der begrenzten Taktfrequenz des DSP-Systems und der damit verbundenen begrenzten Aktualisierung des Winkelsignals kommt es mit steigender Drehzahl zu großen Winkelfehlern. Daher erfolgt innerhalb des FPGAs eine Interpolation des Winkelsignals mit Hilfe der aktuellen Drehzahl, welche durch Differentiation aus dem Winkelsignal berechnet und zu den Abtastzeitpunkten mit dem tatsächlichen Winkelsignal synchronisiert wird. Darüber hinaus ist es wichtig, die Latenzzeit des Winkelsignals zu kompensieren.

Eine deutlich umfassendere Beschreibung und Validierung des Steuer- und Regelverfahrens erfolgt in [S1, S4, S10].

PI0 2 222222222222g

In diesem Abschnitt werden das zur Auswertung verwendete Mess-equipment und die automatisierte Messroutine erläutert.

2 2222222222 222g

Die Messungen für die Regelung erfolgen direkt mit Hilfe des zuvor beschriebenen DSP-Systems, wohingegen für die Wirkungsgradmessungen und die Verlustanalyse geeichtes Messequipment verwendet wird. Die einzelnen Instrumente und deren Eigenschaften sind in Tabelle 5.2 aufgeführt.

2 222222222222g

Die Messroutine ist in LabVIEW implementiert und ermöglicht eine automatisierte Auswertung eines gesamten Drehzahl-Drehmoment-Kennfelds. Der Ablauf der Routine ist in Abbildung 5.13 skizziert.

Zu Beginn jedes Betriebspunktes wird geprüft, ob die Temperatur in dem vorgegebenen Fenster liegt. Zur Vermessung der Kennfelder wird eine Betriebstemperatur von 45 °C mit einer maximalen Abweichung von 5 °C festgelegt. Liegt die Temperatur darüber, wird die Maschine bei einer geringen Drehzahl und ohne Strom betrieben, bis die Solltemperatur wieder erreicht ist. Im Falle einer Untertemperatur wird ein Betrieb bei mittlerer Drehzahl und hohem Drehmoment bis zum Erreichen der Solltemperatur gewählt.

Im Anschluss an den Temperaturzyklus wird der gewünschte Arbeitspunkt eingestellt und die Messdaten werden aufgezeichnet. Dazu wird zunächst die Soll-drehzahl über die Lastmaschine eingeregelt und anschließend das betriebspunktabhängige Drehmoment des Prüflings freigegeben. Da die SRM nicht drehmomentgeregelt ist, wird lediglich ein definiertes

Abb. 5.10: Messaufbau zur Messung des Drehmoments

Meßgröße	Meßgerät	Meßbereich	Genauigkeit	Wiederholbarkeit
Leistung	Yokogawa Präzisionsleistungsanalysator WT3000 [135]	-	$\pm (0,02 \% \text{ vom Messwert} + 0,04 \%)$	16 Bit
Spannung		-	$\pm 0,01 \text{ vom Messwert}$	
Strom		LEM IT 400-S [136]	$\pm 0,0144 \%$	
Drehmoment		Manner High-Speed-Flansch	$\pm 0,11 \%$	
Rotorwinkel / Drehzahl		Manner Zahnkranz	$\pm 0,01 \%$	
Temperatur	HBM QuantumX MX1609KB [137]	Thermoelement Typ K	$\pm 0,7 \text{ K}$	24 Bit
Widerstand	Sefelec MGR10 [138]	-	$\pm (0,03 \% \text{ vom Messwert} + 40 \mu\Omega)$	$10 \mu\Omega$
Induzierte Spannung	Yokogawa Oszilloskop DL850EV [139]	-	$\pm 0,5 \%$	12 Bit
Kreisströme		LEM LA 100-P [127]	$\pm 0,5 \%$	12 Bit

Zeitintervall gewartet, bis der Betriebspunkt stabil ist. Anschließend erfolgt die Datenerfassung, die die Aufzeichnung sämtlicher Daten des Leistungsmessgeräts, der Temperaturmessung, des DSP-Systems und des iVert-Systems ermöglicht.

Nach der Datenerfassung wird der nächste Betriebspunkt vorbereitet, was ein Rücksetzen des Sollmoments, ein Hochzählen der Zählvariable und ein definiertes Warteintervall von 10 s beinhaltet. Sobald die Messung aller Betriebspunkte abgeschlossen ist, wird die Routine beendet.

Übersicht über die Messergebnisse und die Validierung der Modelle

In diesem Kapitel werden die Messergebnisse vorgestellt und die zuvor entwickelten Modelle validiert.

Dabei liegt der Fokus insbesondere auf der Separation der Eisenverluste und der Wirbelstromverluste in den Leitern.

Separation der Eisenverluste und der Wirbelstromverluste

In der Literatur wird die Separation von Eisenverlusten und Wirbelstromverlusten in den Leitern immer wieder als Herausforderung genannt [25, 75, 105, 140]. Häufig werden die beiden frequenzabhängigen Verlustkomponenten $P_{v,f} = P_{v,Fe} + P_{v,Cu,AC}$ gemeinsam über die Leistungsbilanz

$$P_{v,f} = P_{el} - P_{mech} - P_{v,Cu,DC} - P_{v,Reib} \quad (6.1)$$

validiert [25, 75], wobei P_{el} , P_{mech} , $P_{v,Cu,DC}$ und $P_{v,Reib}$ die elektrische Eingangsleistung, die abgegebene mechanische Leistung, die gewöhnlichen Kupferverluste sowie die Luft- und Lagerreibungsverluste repräsentieren. Darüber hinaus wurden in [25] mehrere Maschinen mit unterschiedlichen Wicklungsausführungen und demselben Blechmaterial untersucht, was durch veränderte frequenzabhängige Verluste eine gewisse Separation ermöglicht. In [140] wurden die einzelnen parallel verschalteten Windungsstränge aus der Maschine herausgeführt, wodurch die Kreisströme gemessen werden können. Allerdings wird das System durch die resistive und induktive Dämpfung des Messsystems beeinflusst.

In dieser Arbeit wird ein neu entwickelter methodischer Ansatz gewählt, bei dem zunächst die Eisenverluste unter realistischen Flussdichteverläufen am Epsteinrahmen geprüft werden. Dadurch können die Eisenverlustmodelle ohne den Einfluss der Wirbelstromverluste in den Leitern und weitestgehend ohne den Einfluss von Zusatzverlusten (bedingt durch Fertigungsverfahren oder Wirbelstromverlusten im Gehäuse) validiert werden.

Abb. 6.1: Flussverkettungskennfeld für $\theta_0 = 0^\circ$ und $i_1 = 7,434$ A

Strang	Widerstand R [m Ω]
Strang 1	60,1
Strang 2	63,5
Strang 3	62,0

Der gemessene Widerstand von Strang 1 liegt 7 m Ω über dem berechneten Widerstand, was auf eine Vernachlässigung der Kontaktwiderstände und auf die Widerstandserhöhung der Anschlussleitungen zurückzuführen ist.

4.4 Flussverkettungskennfeld

Das Flussverkettungskennfeld wird mit Hilfe der integrierten Messwindungen erfasst. Dies hat den Vorteil, dass zur Bestimmung der Flussverkettung kein ohmscher Anteil zu berücksichtigen ist. Die Berechnung der Flussverkettung $\Psi(\theta, i)$ eines Strangs erfolgt durch Umstellen von Gleichung (3.10) aus einem Spannungssprung $u(t)$ und dem zugehörigen Stromverlauf $i(t)$:

$$\Psi_1(\theta_0, i_1) = \int_{t_0}^{t_1} u(t) dt \quad (6.2)$$

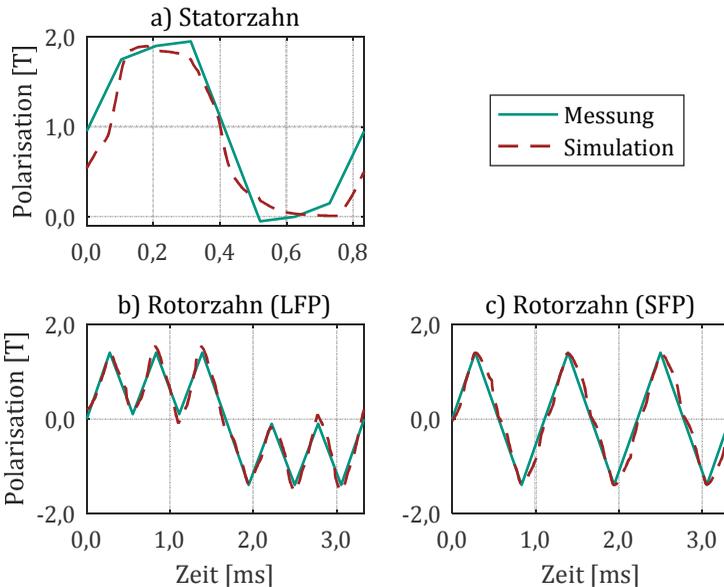
Dabei wird der Rotor an einem definierten Winkel θ_0 fixiert und lediglich ein Strangstrom berücksichtigt. Das Ergebnis der Messung im Vergleich zu den FEA-Ergebnissen ist Abbildung 6.1 zu entnehmen. In grün, rot und orange sind die gemessenen Flussverkettungen zu den angegebenen Winkelstellungen und in schwarz die entsprechenden berechneten Flussverkettungen dargelegt. Die dünnen grauen Linien repräsentieren berechnete Flussverkettungskennlinien an weiteren Winkelstellungen.

Um darüber hinaus die magnetische Strangkopplung zu messen, ist in den übrigen Strängen ein definierter Gleichstrom einzuprägen [74]. Aufgrund der guten Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen wird darauf jedoch verzichtet.

das Betriebsverhalten und insbesondere die Abbildung der frequenzabhängigen Verluste näher zu analysieren.

Üb 4 J 444444444444 444444444444 g g 444444444444 444

Ein am Institut entwickelter Epsteinrahmen ermöglicht das Einregeln von nicht-sinusförmigen Flussdichteverläufen, wie sie bei der SRM auftreten. Die herangezogenen Flussdichteverläufe sind angelehnt an die Ergebnisse aus Abschnitt 3.5.2 und werden leicht vereinfacht mit unterschiedlichen Frequenzen und Amplituden am Epsteinrahmen eingepreßt. Die vereinfachten Flussdichteverläufe und die zugehörigen Referenzverläufe aus der FEA sind in Abbildung 6.4 dargestellt.

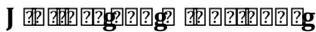


644444444444 / 444444444444444444444444444444 444444444444 444

Anhand der herangezogenen Flussdichteverläufe werden bewusst unterschiedliche Anforderungen an die Eisenverlustmodelle aus Abschnitt 3.3.2 analysiert. Bei dem Flussdichteverlauf des Statorzahns (a) treten beispielsweise nicht-sinusförmige Verläufe und DC-Offsets auf. Der Ver-

lauf des Rotorzahns in der LFP-Konfiguration (b) zeichnet sich durch relevante Minorloops aus, wohingegen der Flussdichteverlauf des Rotorzahns in der SFP-Konfiguration (c) weder DC-Offsets noch Minorloops besitzt.

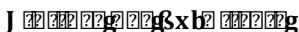
Verglichen werden das physikalisch motivierte Eisenverlustmodell (LS, Abk. für Loss Separation) und das iGSE-Modell mit Parametern aus einem reduzierten Frequenzbereich von 0 bis 900 Hz sowie 0 bis 1.600 Hz.

J 

Zur Beurteilung der Fähigkeit Minorloops zu berücksichtigen, wird der charakteristische Flussdichteverlauf des Rotorzahns in LFP-Konfiguration entsprechend Abbildung 6.4 (b) herangezogen. Dazu werden die Flussdichteprofile mit unterschiedlichen Frequenzen und gleicher Amplitude am Epsteinrahmen eingepreßt und die zugehörigen Verluste gemessen. Das Resultat sowie die Ergebnisse der unterschiedlichen Modelle sind in Abbildung 6.5 dargestellt.

Es ist festzustellen, dass das LS-Modell über einen weiten Bereich sehr gute Ergebnisse mit Abweichungen unter 10 % aufweist. Aber auch die unterschiedlich parametrisierten iGSE-Modelle zeigen gute Resultate mit geringen Abweichungen. Lediglich bei sehr niedrigen Frequenzen liegen die Abweichungen der iGSE-Modelle über 10 %. Dabei stellt sich heraus, dass der herangezogene Wertebereich für die Parameter einen starken Einfluss auf das Ergebnis hat, während mit dem LS-Modell ein breiter Frequenzbereich abgebildet werden kann.

Dieselbe Schlussfolgerung lässt sich auch aus dem Flussdichteprofil des Rotorzahns in SFP-Konfiguration aus Abbildung 6.4 (c) ziehen. Dieses Profil weist weder DC-Offsets noch Minorloops auf und wird ebenfalls bei unterschiedlichen Frequenzen am Epsteinrahmen eingepreßt. Die Ergebnisse sind in Abbildung A.7 im Anhang dargelegt.

J 

Im Folgenden werden die gemessenen und berechneten Eisenverluste über der Höhe des DC-Offsets anhand des charakteristischen Verlaufs aus Abbildung 6.4 (a) analysiert. Dazu sind in Abbildung 6.6 die Verluste der

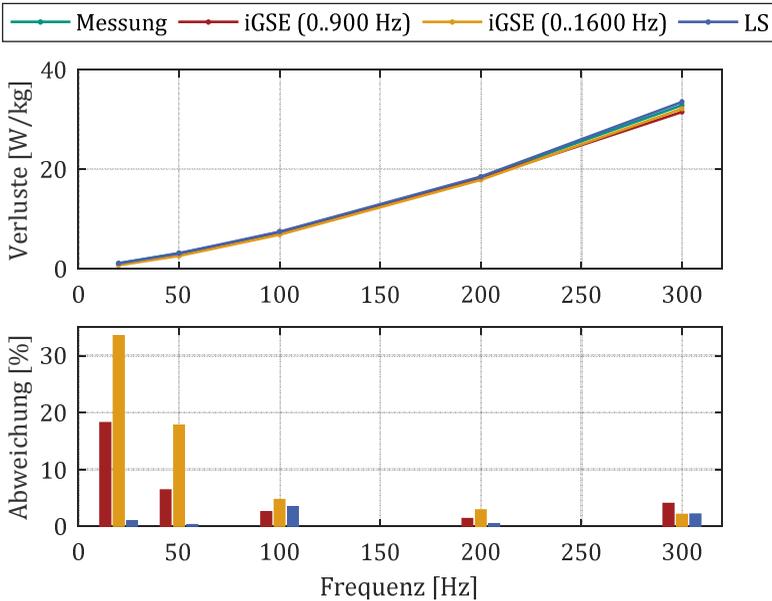


Abbildung 6: Messung und der unterschiedlichen Modelle in Abhängigkeit des DC-Offsets dargestellt. Zudem ist die Abweichung der einzelnen Modelle zu den Messwerten in Form eines Balkendiagramms abgebildet. Die gezeigte Analyse erfolgt bei einer festen Frequenz von 100 Hz.

Messung und der unterschiedlichen Modelle in Abhängigkeit des DC-Offsets dargestellt. Zudem ist die Abweichung der einzelnen Modelle zu den Messwerten in Form eines Balkendiagramms abgebildet. Die gezeigte Analyse erfolgt bei einer festen Frequenz von 100 Hz.

Es ist ersichtlich, dass der Messbereich zwischen einem Offsetwert von 0,3 A bis 0,6 A nur eingeschränkt vertrauenswürdig ist. Nichtsdestotrotz lassen sich einige Erkenntnisse aus dem Vergleich ableiten. So weist das LS-Modell über den gesamten DC-Offset-Bereich die geringste Abweichung gegenüber den Messwerten auf. Das iGSE-Modell mit den Parametern aus dem kleineren Frequenzband weist geringere Abweichungen im Vergleich zum zweiten iGSE-Modell auf. Die Abweichungen der Modelle untereinander bleiben jedoch über den gesamten Bereich in etwa konstant. Sowohl die Messwerte als auch die berechneten Werte der beiden Modelle steigen mit zunehmendem DC-Offset leicht an, weshalb hinsichtlich dieser Einflussgröße kein Modell als überlegen zu bewerten ist.

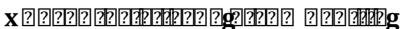
Leitern isoliert. Die Anordnung der Messspulen wurde bereits in Abschnitt 5.2 im Detail beschrieben.

Analog zum Messprinzip eines Epsteinrahmens lassen sich mit den induzierten Spannungen der Messwindungen die frequenzabhängigen Verluste bestimmen. Wird anhand Gleichung (6.2) die Flussverkettung gebildet und über dem Strom aufgetragen, so entspricht die eingeschlossene Fläche über einer elektrischen Periode den frequenzabhängigen Verlusten. Dies gilt allerdings nur, sofern keine magnetische Energie in mechanische Energie gewandelt wird. Das heißt, dass sich entsprechend Gleichung (3.8) während der Messung keine Winkeländerung vollziehen darf. Gewährleistet wird dies in der stabilen d-Stellung und durch eine festgeklemmte Rotorposition. Exemplarisch werden daher die d-Stellung ($\theta = 180^\circ$) und eine feste Winkelstellung von $\theta = 110^\circ$ zur Beurteilung der frequenzabhängigen Verluste gewählt.

Die direkte Messung der frequenzabhängigen Verluste bringt diverse Vorteile mit sich:

- Es ist keine Drehmomentmessung erforderlich, die eine hohe Messunsicherheit mit sich bringt.
- Es werden keine rotierenden Flussdichten erzeugt, die schwer zu modellieren sind.
- Es treten keine magnetischen Koppelleffekte zwischen den Strängen auf, da nur ein Strang bestromt wird.
- Die Wirbelstromverluste in den Leitern sind sehr gering und können mit guter Näherung bestimmt werden.

Der letztgenannte Vorteil ist auf das Ergebnis aus Abbildung 3.36 zurückzuführen. Danach werden ca. 80 % der Wirbelstromverluste in den Leitern durch Kreisstromverluste verursacht und diese können entsprechend Gleichung (3.68) aus den induzierten Spannungen der verteilten Messwindungen berechnet werden.

x  **g**

Um möglichst realistische Flussdichteverläufe zu generieren, werden mit Hilfe der Systemsimulation acht Stromprofile bei unterschiedlichen Dreh-

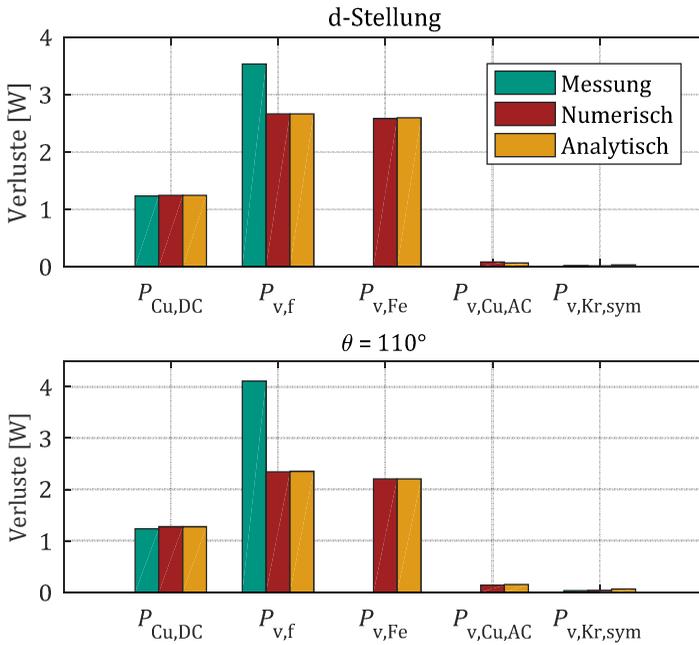


Abbildung 6.12: Vergleich der Verluste der Messung mit den Ergebnissen der numerischen und analytischen Berechnung für die verschiedenen Profile.

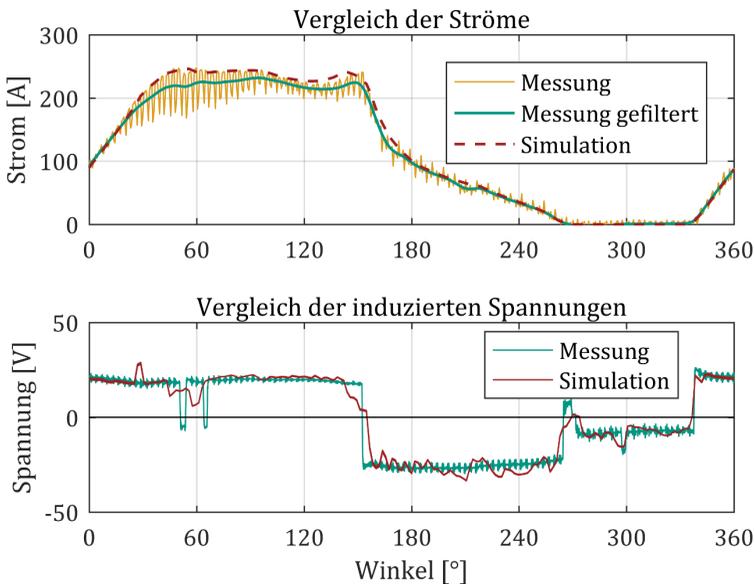
chen durch die Abweichungen der Eisenverluste zu erklären sind. Die Ergebnisse der numerischen und der analytischen Berechnung der frequenzabhängigen Verluste sind nahezu gleich, weshalb die übrigen Profile mit der deutlich schnelleren analytischen Variante berechnet werden. Die Ergebnisse der frequenzabhängigen Verluste aller Profile sowie die Abweichungen zu den Messergebnissen sind in Abbildung 6.12 aufgeführt.

Die Abweichungen der frequenzabhängigen Verluste liegen im Mittel zwischen 20 % und 50 %. Die eingezeichneten schwarzen Intervalle im unteren Bereich der Abbildung 6.12 stehen für die unterschiedlichen Abweichungen mit variierten Hysteresebändern. Daran ist zu erkennen, dass die Nebenschleifen das Ergebnis erheblich beeinflussen. Die dargestellten grünen und roten Balken entsprechen der selektierten Bandbreite am Prüfstand. Die großen Abweichungen bei der $\theta = 110^\circ$ Stellung in Profil 7

Zur Validierung der Modellbildung der Wirbelstromverluste in den Leitern wird derselbe Betriebspunkt simulativ mit Hilfe der Toolkette aus Abbildung 3.1 und messtechnisch am Prüfstand untersucht. Dazu werden jeweils die induzierten Spannungen erfasst und mit Hilfe von Gleichung (3.66) und Gleichung (3.68) die Kreisströme und Kreisstromverluste berechnet.

Da die Stromverläufe der FEA vorab in der Systemsimulation berechnet werden, ist zunächst sicherzustellen, dass die Systemsimulation valide ist. Dieser Nachweis wurde bereits in Abschnitt 6.1.3 erbracht und wird zusätzlich anhand von Abbildung 6.13 belegt.

Im oberen Teil der Abbildung sind die Stromverläufe eines betrachteten Betriebspunktes und darunter die Verläufe der induzierten Spannungen der Simulation und der Messung aufgeführt. Es ist ersichtlich, dass das Systemverhalten ausreichend nachgebildet wird.



6.13 Vergleich der Stromverläufe und der induzierten Spannungen der Simulation und der Messung am Prüfstand. Die Messung ist mit einem Bandpassfilter gefiltert. Die Simulation ist mit einem Bandpassfilter gefiltert. Die Messung ist mit einem Bandpassfilter gefiltert. Die Simulation ist mit einem Bandpassfilter gefiltert.

In Abbildung 6.14 sind die Kreisströme der Simulation und Messung über eine elektrische Periode dargestellt. Zum besseren Vergleich der Trajektorien ist ein zusammengehöriges Paar aus Simulation und Messung hervorgehoben.

Es ist zu erkennen, dass der qualitative Verlauf aus Simulation und Messung sehr gut übereinstimmt. Diese Aussage trifft auch auf die daraus abgeleiteten numerisch berechneten Kreisstromverluste zu, die in Abbildung 6.15 dargestellt sind. Jedoch ist die quantitative Abweichung mit 28 % relativ groß.

Gründe für die Abweichung sind die fertigungsbedingt nicht optimale Platzierung der Messwindungen und Messfehler, die sich durch die Differentiation zur Bildung der Kreisströme und das Quadrieren der Kreisströme sehr stark auswirken.

Zum Vergleich werden in Abbildung 6.16 und Abbildung 6.17 die Kreisströme und Kreisstromverluste eines weiteren Betriebspunktes dargestellt. Auch hier wird der qualitative Verlauf gut nachgebildet. Es ist jedoch festzuhalten, dass die durchschnittlichen Kreisstromverluste im Gegensatz zum ersten Betriebspunkt höher ausfallen als bei der Messung. Das heißt, es lässt sich keine klare Tendenz der Abweichung feststellen.

Auf Basis der sehr guten Abbildung des qualitativen Verlaufs kann jedoch von einer guten Nachbildung der Wirbelstromverluste in den Leitern ausgegangen werden.

Zuletzt werden in Abbildung 6.18 und Abbildung 6.19 die analytisch berechneten Kreisströme und Kreisstromverluste dargestellt. Auch hier lässt sich ein qualitativ ähnlicher Verlauf feststellen. Allerdings wird deutlich, dass für eine aussagekräftige Modellierung entsprechende Anpassungsfaktoren, wie in Abschnitt 3.4.3 beschrieben, erforderlich sind.

□□□□□ □ □□□□□□g

Da die keilförmige Wicklung deutlich größere Kreisstromverluste aufweist und hier fertigungsbedingt keine präzisen Messwindungen eingebracht werden können, wird zusätzlich eine direkte Messung der Windungsströme durchgeführt. Dies hat den positiven Nebeneffekt, dass zur Validierung des Modellverhaltens eine alternative Methodik angewandt

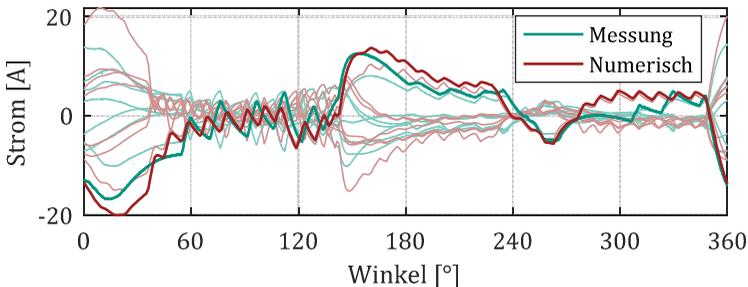
wird. Die direkte Strommessung bietet zudem den Vorteil, dass keine sensible Positionierung erforderlich ist. Demgegenüber steht jedoch, dass das Kreisstromverhalten durch die verlängerten Windungsstränge und die Strommesswandler ohmsch und induktiv gedämpft wird.

Da dieses Messverfahren die Isolationsfestigkeit weniger beeinflusst, sind auch Betriebspunkte mit höherer Spannung und Drehzahl möglich. In Abbildung 6.20 und Abbildung 6.21 sind daher die Kreisströme und Kreisstromverluste bei 660 V und 6.400 min⁻¹ über einer elektrischen Periode abgebildet.

Bei dem Vergleich von Messung und numerischer Berechnung zeigt sich ebenfalls eine gute qualitative Übereinstimmung. Allerdings treten die in Abschnitt 3.4.4 behandelten dämpfenden Einflussfaktoren (vgl. Abschnitt „Einfluss des Wickelkopfbereichs auf die Kreisströme“) auf die Strommessung in Erscheinung. Bereits ein geringfügig induktives Verhalten führt zu einer starken Reduktion der Kreisstromverluste. Die gemessenen Verluste sind mit 24,66 W um 40 % geringer als bei der numerischen Berechnung.

Dieselben Schlüsse lassen sich aus den Ergebnissen mit einer LFP-Anschlusskonfiguration ziehen, wie Abbildung 6.22 und Abbildung 6.23 zu entnehmen ist.

Da in Abbildung 6.21 und Abbildung 6.23 die Kreisstromverluste desselben Betriebspunktes dargestellt sind, wird auch die Erkenntnis aus Abschnitt 3.5.2 bestätigt, wonach die Wirbelstromverluste in den Leitern in LFP-Konfiguration deutlich größer sind als bei einer SFP-Anschlusskonfiguration.



6.2.21 Kreisströme und Kreisstromverluste bei 660 V und 6.400 min⁻¹ über einer elektrischen Periode

Üb 6.3.1: Verlust- und Effizienzkennfelder

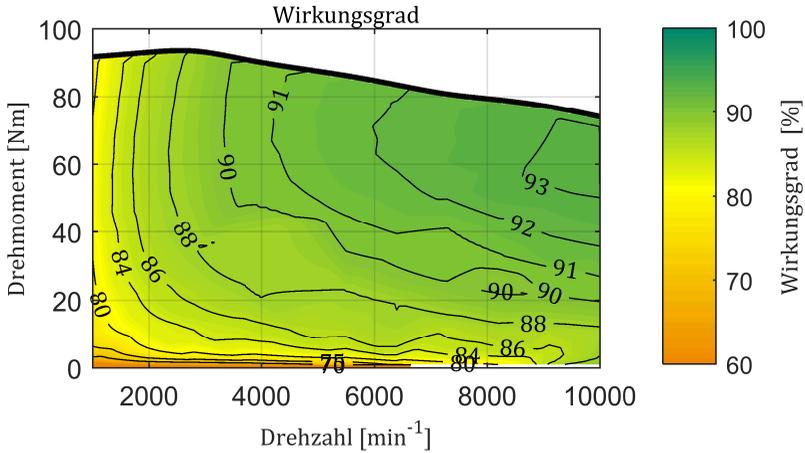
Nach der isolierten Betrachtung der frequenzabhängigen Verluste im vorherigen Abschnitt werden nachfolgend die Leistungsfähigkeit und die gesamten Verluste im Motorbetrieb untersucht. Dabei werden die frequenzabhängigen Verluste nach der gewöhnlichen Methodik der Verlustbilanz entsprechend Gleichung (6.1) in Summe berechnet und mit den Simulationsergebnissen verglichen.

Üb 6.3.2: Drehmoment- und Wirkungsgradkennfelder

Ohne den Einsatz eines Hochdrehzahlgetriebes ist der sichere Betrieb der Maschine bis 10.000 min^{-1} gewährleistet und mit Getriebe ist eine Drehzahl von bis zu 30.000 min^{-1} möglich. Bei sehr hohen Drehzahlen stellt die Drehmomentmessung eine große Herausforderung dar, weshalb auf der hochdrehenden Seite des Getriebes ein magnetoelastischer Drehmomentsensor zum Einsatz kommt. Dieser Sensor weist in der Praxis jedoch eine niedrige Genauigkeit auf, was auf das störende Streufeld der Maschine zurückzuführen ist. Aus diesem Grund erfolgt die Validierung des System- und Betriebsverhaltens ausschließlich im Drehzahlbereich bis 10.000 min^{-1} .

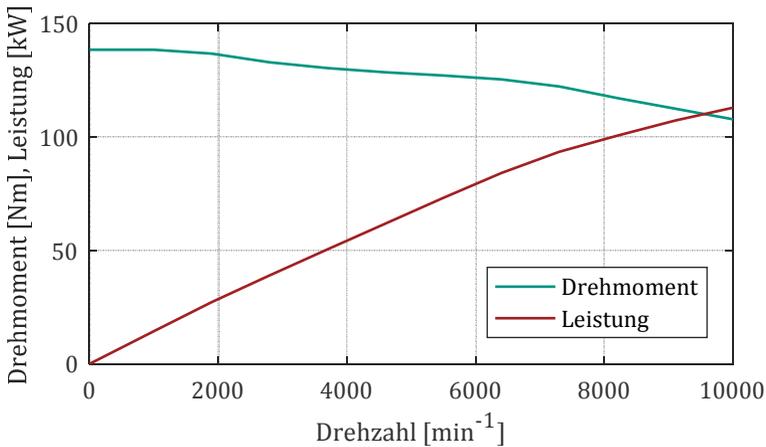
In Abbildung 6.24 ist das gemessene Wirkungsgradkennfeld des Prototyps dargestellt. Die herangezogenen Stützstellen werden in elf Drehzahl- und jeweils zwölf Drehmomentmesspunkte unterteilt. Die Messung erfolgt mit einer SFP-Anschlusskonfiguration bei einer mittleren Windingtemperatur von $45 \text{ }^\circ\text{C}$.

Der Wirkungsgrad der SRM steigt mit zunehmender Drehzahl- und Drehmomentanforderung und erreicht einen Spitzenwert von über 93 %. Aufgrund einer Interpolation der Steuerparameter kommt es zu einer nicht-äquidistanten Verteilung der Betriebspunkte und somit zu leichten Unstetigkeitsstellen bei 4.000 min^{-1} und 40 Nm sowie 8.200 min^{-1} und 25 Nm . Die Maximalenkennlinie wird durch die Vorgabe einer maximalen mittleren Stromdichte von 20 A/mm^2 begrenzt. Diese Vorgabe hat das abnehmende Spitzendrehmoment im Grunddrehzahlbereich zur Folge, da der Einschaltwinkel θ_{on} mit zunehmender Drehzahl vorgezogen werden muss und damit bei gleicher Stromdichte ein geringeres Drehmoment abgegeben wird.



6.25 *KynC54* *4*

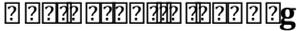
Im Kurzzeitbetrieb sind jedoch deutlich höhere Stromdichten möglich. Um die Überlastfähigkeit der SRM zu demonstrieren, wird in Abbildung 6.25 die Überlastkennlinie des Prototyps dargestellt. Es ist zu erkennen, dass bei 10.000 min⁻¹ eine mechanische Leistungsabgabe von 113 kW möglich ist. Das abnehmende Drehmoment ist auch hier durch die sinkende Stromdynamik zu begründen.



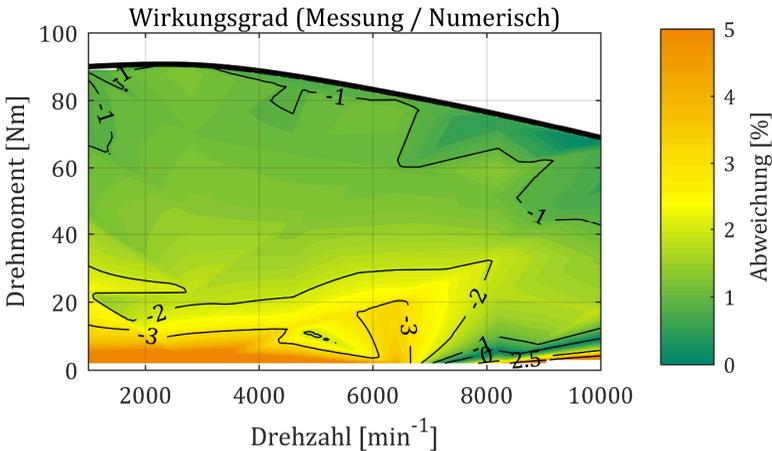
6.26 *KynM54* *4*

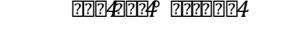
Unter Anwendung des Hochdrehzahlgetriebes ist ein sicherer Betrieb bis zu einer Drehzahl von 22.300 min^{-1} gewährleistet. Oberhalb dieser Drehzahl werden unerwünschte Schwingungsanregungen im Antriebsstrang registriert. Die Messergebnisse sind dem Anhang zu entnehmen. Dort wird in Abbildung A.8 das Wirkungsgradkennfeld ohne den Getriebewirkungsgrad und in Abbildung A.9 das Kennfeld einschließlich des Getriebewirkungsgrades dargestellt. Letztere Messung hat den Vorteil, dass das Drehmoment am langsam drehenden Wellenende erfasst werden kann und somit eine höhere Genauigkeit erzielt wird.

Da hierbei die Getriebeverluste mitgemessen werden und dafür kein detailliertes Modell zur Verfügung steht, wird die nachfolgende Modellvalidierung im Drehzahlbereich bis 10.000 min^{-1} durchgeführt.

Übung 

Zur Beurteilung der Verlustmodelle wird zunächst das Wirkungsgradkennfeld herangezogen. Dazu wird in Abbildung 6.26 die relative Abweichung des gemessenen Wirkungsgrades von den Ergebnissen der numerischen Berechnung in Prozent dargestellt.



6  

Zunahme der Eisenverluste gegenüber der Simulation erklärbar. Da entsprechend Abbildung 6.28 die gemessenen frequenzabhängigen Verluste in Summe höher als die berechneten Werte sind, trifft die zweite Erklärung zu. Damit wird die These bestätigt, dass die Zunahme der frequenzabhängigen Verluste auf die Eisenverluste zurückzuführen ist.

Die Erkenntnis ist umso wertvoller, da sich durch die normierte Differenzbildung zwischen der SFP- und LFP-Konfiguration gegebene Messunsicherheiten im Drehmoment und den Reibungsverlusten aufheben. Der mathematische Beweis dieser Aussage ergibt sich aus der normierten Differenzbildung der frequenzabhängigen Verluste $P'_{v,f,FP}$, wie sie in Abbildung 6.31 dargestellt sind:

$$P'_{v,f,FP} = \frac{P_{v,f,SFP}}{P_{v,f,LFP}} - 1 = \frac{P_{v,f,SFP} - P_{v,f,LFP}}{P_{v,f,LFP}} \quad (6.3)$$

wobei die Indizes SFP und LFP für die entsprechenden Anschlusskonfigurationen stehen. Mit dem Zusammenhang aus Gleichung (6.1) resultiert daraus für jeden Betriebspunkt:

$$P'_{v,f,FP} = \frac{(P_{el} - P_{mech} - P_{v,Cu,DC} - P_{v,Reib})_{SFP} - (P_{el} - P_{mech} - P_{v,Cu,DC} - P_{v,Reib})_{LFP}}{(P_{el} - P_{mech} - P_{v,Cu,DC} - P_{v,Reib})_{LFP}} \quad (6.4)$$

Unter der Annahme, dass der Drehmomentfehler der Messwelle für einen Drehzahl-Drehmoment-Punkt konstant ist, kürzen sich damit die mechanischen Leistungen und die Reibungsverluste der SFP- und LFP-Konfiguration im Zähler heraus:

$$P'_{v,f,FP} = \frac{P_{el,SFP} - P_{v,Cu,DC,SFP} - P_{el,LFP} + P_{v,Cu,DC,LFP}}{(P_{el} - P_{mech} - P_{v,Cu,DC} - P_{v,Reib})_{LFP}} \quad (6.5)$$

Da die elektrische Leistung und die Kupferverluste unabhängig vom Drehmoment messbar sind, wirken sich im Zähler keine Drehmomentmessfehler aus. Sofern die frequenzabhängigen Verluste im Nenner keine unplausiblen negativen Werte aufweisen, kann damit unabhängig von der Drehmomentmessung und den Reibungsverlusten entschieden werden, welche Konfiguration die geringeren frequenzabhängigen Verluste in den jeweiligen Betriebspunkten aufweist.

Um die Modelle der Toolkette zu validieren, wird ein Prototyp entsprechend den Anforderungen an einen Traktionsantrieb für Elektrofahrzeuge ausgelegt. Um die primären Zielgrößen Leistungsdichte und Effizienz optimal an die Anforderungen der Anwendung anzupassen, wird zunächst ein Optimierungsverfahren auf Basis des analytischen Teils der Toolkette entwickelt. In Abgrenzung zum Stand der Forschung wird dabei neben der Optimierung der Geometrieparameter auch die Ansteuerung einbezogen. Damit wird gewährleistet, dass die Optimierung unter realistischen Betriebsbedingungen erfolgt.

Dieses Verfahren wird anschließend herangezogen, um Paretomengen von unterschiedlichen Polkonfigurationen zu berechnen und daraus ein geeignetes Prototypdesign abzuleiten, welches nach einem selbst entwickelten Fertigungskonzept umgesetzt wird. Um eine erweiterte Analyse der frequenzabhängigen Verluste zu ermöglichen, werden entsprechend dem Stand der Forschung parallele Windungsstränge zur Strommessung herausgeführt. Darüber hinaus werden erstmals verteilte Messspulen in die Wicklung integriert. Letzteres bietet den Vorteil, dass damit direkt auf die induzierte Spannung der Maschine geschlossen werden kann, ohne das System zu beeinflussen.

Um eine Validierung der Modelle zur Beschreibung der Eisenverluste und der Wirbelstromverluste in den Leitern zu ermöglichen, wird ein neu entwickelter Ansatz gewählt. Dabei werden zunächst die Eisenverlustmodelle mit realistischen Flussdichteverläufen am Epsteinrahmen gemessen. Die Abweichung der modellierten Verluste zu den Messungen liegt stets unterhalb von 10 %. Durch Anwendung desselben Prinzips und unter Verwendung der integrierten Messwindungen werden die frequenzabhängigen Verluste an der realen Maschine mit fixiertem Rotor analysiert. Aus diesen Messungen lässt sich schlussfolgern, dass die Eisenverluste aufgrund von Fertigungseinflüssen und vernachlässigten Wirbelströmen in Gehäuseteilen um 20 % bis 50 % über den berechneten Werten liegen. Im dynamischen Betrieb lässt die Messmethodik keine Rückschlüsse auf die Eisenverluste, wohl aber auf die Wirbelstromverluste in den Leitern zu. Aus der guten qualitativen Übereinstimmung zwischen den berechneten und mit den aus Messungen abgeleiteten Kreisströmen lässt sich auf eine gute Modellierung dieses Verhaltens schließen.

Diese Aussage bestätigt sich durch die Messung der frequenzabhängigen Verluste über dem Kennfeld. Hierbei ist eine Abweichung von 30 % bis

50 % gegenüber den modellierten frequenzabhängigen Verlusten zu verzeichnen. Dass diese Abweichung auf die Eisenverluste zurückzuführen ist, kann aus dem gemessenen Vergleich mit unterschiedlichen Anschlusskonfigurationen in Referenz zu den simulierten Ergebnissen bestätigt werden.

Da die Toolkette und das Auslegungsverfahren angesichts begrenzter Zeit parallel entwickelt wurden, erfolgte die Auslegung des Prototypdesigns lediglich mit Verlustmodellen aus der kommerziellen Software SPEED. Deshalb wird das optimierte Design abschließend mit Hilfe der validierten Modelle bewertet und in Relation zum ursprünglichen Ergebnis, ohne die erweiterten Modelle, gesetzt. Es zeigt sich, dass die aus der Optimierung hervorgegangene Leistungsdichte mit 30 kW/l realisiert werden kann, wohingegen die Effizienz mit den erweiterten Modellen um 4,1 Prozentpunkte geringer ausfällt. Dieses Ergebnis belegt die hohe Relevanz dieser erweiterten Modellierung des Systemverhaltens und der frequenzabhängigen Verluste für die Anwendung der geschalteten Reluktanzmaschine im Elektrofahrzeug.

olp ([??]???)g

Da die vorgestellte Toolkette auch eine valide analytische Berechnung der frequenzabhängigen Verluste ermöglicht, liefert das Auslegungsverfahren zukünftig noch besser an die Realität und an die Anforderung angepasste Optimierungsergebnisse.

Eine nicht zu vernachlässigende Abweichung der Eisenverlustmodelle ist auf den Einfluss des Verfahrens zur Blechfertigung zurückzuführen. Daher kann eine weitere Verbesserung zur Abbildung der Eisenverluste durch eine Berücksichtigung dieser Effekte erzielt werden. Dazu existiert bereits eine Vielzahl an Vorarbeiten [92, 142, 143]. Diese gilt es unter Berücksichtigung der Besonderheiten der SRM zu analysieren, um daraus geeignete Erweiterungen für die Toolkette abzuleiten.

Ψ	Flussverkettung
Ψ_{2D}	Flussverkettung mit Hilfe einer 2D-FEA ermittelt
Ψ_{3D}	Flussverkettung mit Hilfe einer 3D-FEA ermittelt
Ψ_s	Flussverkettung eines Windungsstrangs s
Ω	Drehzahl
Ω_e	Externe Drehzahl
Φ	Leistungsdichte
α	Steinmetz-Koeffizient
α_s	Statorzahnflankenwinkel
β	Steinmetz-Koeffizient
β_R	Rotorzahnwinkel
β_S	Statorzahnwinkel
γ	Mechanischer Motorwinkel
δ	Eindringtiefe; Luftspaltweite
η	Faktor zur Berücksichtigung des realen Nutstrefelds; Wirkungsgrad
η_p	Wirkungsgrad in einem Betriebspunkt p
θ	Elektrischer Winkel
θ_{mag}	Magnetischer Winkel
θ_{off}	Ausschaltwinkel
θ_{on}	Einschaltwinkel
λ	Leistungsfaktor
μ_0	Magnetische Feldkonstante
ρ	Materialdichte
σ	Kraftdichte Elektrische Leitfähigkeit
φ	Hilfsfunktion zur analytischen Berechnung der Wir- belstromverluste in den Leitern
φ_I	Phasenwinkel des Stroms
φ_{UI}	Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung
χ	Korrekturfaktor zur analytischen Berechnung von Kreis- strömen
ψ	Hilfsfunktion zur analytischen Berechnung der Wir- belstromverluste in den Leitern
ω	Kreisfrequenz
ϵ	Parameter zur Berechnung der Windungszahl
ϑ	Temperatur
A	Strombelag; Vektorpotential
B	Magnetische Flussdichte

B_m	Luftspaltinduktion
C_{ZK}	Zwischenkreiskapazität
C_s	Menge aller Leiter eines Windungsstrangs s
D_a	Statordurchmesser
D_i	Rotordurchmesser
D_w	Wellendurchmesser
E	Elektrische Feldstärke
F_w	Waveform-Faktor
H	Magnetische Feldstärke
I	Stromeffektivwert
I_{\max}	Maximalstrom
I_{Str}	Strangstrom
J	Magnetische Polarisierung
J_{DC}	Offsetpolarisation
K	Ausgangskoeffizient zur Dimensionierung einer SRM
L_1, L_2, L_3	Lookup-Tabelle der differentiellen Induktivität
L_{2D}	Motorinduktivität mit Hilfe einer 2D-FEA ermittelt
L_{3D}	Motorinduktivität mit Hilfe einer 3D-FEA ermittelt
$L_{\sigma,s}$	Streuinduktivität eines Windungsstrangs s
L_σ	Streuinduktivität
M	Drehmoment
M_a, M_b	Lookup-Tabellen zur Beschreibung des Drehmoments
M_e	Externes Drehmoment
M_{eck}	Drehmoment am Eckpunkt
M_L	Lastmoment
N_p	Polwindungszahl
N_R	Anzahl der Rotorzähne
N_S	Anzahl der Statorzähne
P_{el}	Elektrische Leistung
P_i	Innere Leistung
P_{mech}	Mechanische Leistung
$P_{v,\text{Cu,AC}}^4$	Wirbelstromverluste in den Leitern
$P_{v,\text{Cu,DC}}^4$	Kupferverluste ohne Wirbelstromverluste in den Leitern
$P_{v,\text{Cu}}$	Kupferverluste
$P_{v,f}$	Frequenzabhängige Verluste
$P'_{v,f,\text{LF}}$	Normierte Differenz der frequenzabhängigen Verluste in Abhängigkeit der Anschlusskonfiguration
$P_{v,\text{Fe}}^4$	Eisenverluste
$P_{v,\text{Kr}}$	Kreisstromverluste

$P_{v,Reib}$	Luft- und Lagerreibungsverluste
P_v	Verlustleistung
P_p	Leistung eines Betriebspunktes p
R	Elektrischer Widerstand eines Strangs
$R_{DC,p}$	Ohmscher Widerstand einer Leiterschicht p
R_{hys}	Zuschlagfaktor für die Hystereseverluste
R_{ws}	Widerstand eines Windungsstrangs
$R_{\sigma,s}$	Wickelkopf Widerstand eines Windungsstrangs s
R_{σ}	Wickelkopf Widerstand
S_L	Leiterquerschnitt
T	Periodendauer
T_R	Periodendauer der Flussdichtetrajektorie im Rotor
T_S	Periodendauer der Flussdichtetrajektorie im Stator
T_m	Periodendauer einer Major- oder Minorloop
$U_{i,p}$	Induzierter Spannungseffektivwert einer Leiterschicht p
$U_{i,\sigma}$	Induzierte Spannung der Wickelkopfinduktivität
U_{Str}	Strangspannung
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung
W_{hys}	Hystereseenergie
W_m	Magnetische Feldenergie
W_m^*	Magnetische Koenergie
W_p	Energieeintrag eines Betriebspunktes p im Fahrzyklus
a	Anzahl paralleler Windungsstränge; Gewichtungsfunktion
$a_{0..3}$	Polynomkoeffizient der Hystereseverluste
a_m	Anzahl paralleler Messspulenstränge
$b_{0..4}$	Excessverlustkoeffizient
b_L	Breite einer Spulenhälfte
b_N	Nutbreite
b_R	Rotorzahnbreite
b_S	Statorzahnbreite
c	Nebenbedingung
$c_{1..3}$	Koeffizient zur Berücksichtigung von DC-Offsets
d	Blechdicke
d_L	Effektive Breite einer Leiterschicht
d_{Netz}	Kantenlänge eines Finiten Elements
d_R	Rotorzahnlänge
d_R	Durchmesser eines Rundleiters
d_S	Statorzahnlänge
f	Zielfunktion

h_L	Effektive Höhe einer Leiterschicht
h_N	Nuthöhe
i	Strom
i_e	Eingangsstrom
i_{Kr}	Kreisstrom
i_q	Quellenstromanteil
i_{Sp}	Spulenstrom
j	Elektrische Stromdichte
k	Index eines Knotenpunktes; Steinmetz-Koeffizient
k_{Cu}	Kupferfüllfaktor
$k_{exc,fr}$	Excessverlustkoeffizient im Frequenzbereich
k_{exc}	Excessverlustkoeffizient im Zeitbereich
k_r	Parameter zur Berechnung der Windungszahl
l	Leiterindex einer Spule
l_{Fe}	Aktiveisenlänge
\bar{l}_σ	Mittlere Wickelkopflänge
m	Anzahl Wicklungsstränge / Strangzahl
	Anzahl Leiter auf einer horizontalen Ebene der Nut
m_R	Masse des Rotors
n	Drehzahl
n_c	Kritische Drehzahl des Wellendurchmessers
n_{eck}	Eckdrehzahl
n_L	Anzahl vertikaler Leiter in einer Nut
p	Polpaarzahl
p_{exc}	Spezifische Excessverluste
p_{hys}	Spezifische Hystereseverluste
$p_{v,Fe}$	Eisenverlustdichte
p_{wb}	Spezifische Wirbelstromverluste
t	Zeit
t_p	Verweildauer eines Betriebspunktes p im Fahrzyklus
u_e	Externe Spannung
$u_{i,p}$	Induzierte Spannung einer Leiterschicht p
$u_{i,s}$	Induzierte Streufeldspannung eines Windungsstrangs s
u_s	Induzierte Spannung eines Windungsstrangs s
w_p	Spezifische Energie eines Betriebspunktes p im Fahrzyklus
x	Koordinate
y	Koordinate
y_R	Rotorjochweite
y_S	Statorjochweite

Abbildung 3.2:	Blockschaltbild der Systemsimulaton	29
Abbildung 3.3:	Systemschaltbild eines Elektromotors	30
Abbildung 3.4:	Lösung eines Wegintegrals	35
Abbildung 3.5:	Implementierung des SRM-Modells des ersten Strangs in MATLAB Simscape	39
Abbildung 3.6:	Vereinfachter Übergangsbereich des Stroms zweier Stränge	39
Abbildung 3.7:	Flussverkettung in Abhängigkeit des Winkels $\theta =$ $[0; 360^\circ]$ und des Strangstroms $i_1 = [0; 350 A]$	41
Abbildung 3.8:	Flussverkettung in Abhängigkeit des Strangstroms $i_1 = [0; 350 A]$ und des Winkels $\theta = [0; 180^\circ]$ als Parameter	42
Abbildung 3.9:	Exemplarische Verteilung der Weißschen Bezirke mit zunehmender äußerer Feldstärke	45
Abbildung 3.10:	Methodik zur Ermittlung der Hystereseenergie und des Excessverlustkoeffizienten	53
Abbildung 3.11:	Interpolationsfunktion der Hystereseenergie [S6]	54
Abbildung 3.12:	Interpolationsfunktion des Excessverlustkoeffizienten [S6]	54
Abbildung 3.13:	Fittingfunktionen zur Berücksichtigung der DC- Offsets [S6]	56
Abbildung 3.14:	Segmentierung und Superposition der Flüsse ausgehend von den drei Strängen in den unterschiedlichen Segmenten [S5]	59
Abbildung 3.15:	Netz des SRM Modells zur Berechnung der Eisenverluste	60
Abbildung 3.16:	Netzelement zweiten Grades	61
Abbildung 3.17:	Symmetriebedingung des Rotors	63
Abbildung 3.18:	Alternierendes Spulenkonzept (links) und gleichartiges Spulenkonzept (rechts)	65
Abbildung 3.19:	Parallelwandige Spule	67
Abbildung 3.20:	Keilförmige Spule	67
Abbildung 3.21:	Physikalisches Prinzip des Skin-Effekts [101]	68
Abbildung 3.22:	Physikalisches Prinzip des Proximity-Effekts [101]	70

Abbildung 3.23:	Wirkung des Proximity-Effekts in einer Nut [101]	70
Abbildung 3.24:	Ersatzschaltbild einer Spule mit a parallelen Windungssträngen	72
Abbildung 3.25:	Schematischer Flussverlauf durch eine parallelwandige Spule mit alternierendem Wickelkonzept.....	76
Abbildung 3.26:	FEA-Modell zur Berechnung der Wirbelstromverluste in den Leitern.....	80
Abbildung 3.27:	Schaltkreis des Flux-Modells mit einer Spule in Einzelleiterausführung	82
Abbildung 3.28:	Varianten zur Berücksichtigung der Wickelkopfelemente	84
Abbildung 3.29:	Einfluss der Modellierung der Wickelkopfelemente auf die Kreisströme und Kreisstromverluste in einer 2D-FEA.....	85
Abbildung 3.30:	Vereinfachtes 3D-FEA-Modell [S3].....	87
Abbildung 3.31:	Einfluss der Modellierung der Wickelkopfelemente auf die Kreisströme und Kreisstromverluste in einer 2D-FEA.....	87
Abbildung 3.32:	Induktivitätsverlauf mit und ohne Einfluss des Wickelkopfbereichs sowie der resultierenden Streuninduktivität.....	90
Abbildung 3.33:	Verlauf von Strom und Verluste bei großem Luftspalt und konzentrierter Wickelkopfinduktivität im Schaltplan der 2D-FEA.....	91
Abbildung 3.34:	Streifelfeld im Wickelkopfbereich (Draufsicht)	92
Abbildung 3.35:	Verlauf Strom und Verluste bei großem Luftspalt und unterschiedlicher Berücksichtigung des Wickelkopfwiderstands im Schaltplan der 2D-FEA.....	93
Abbildung 3.36:	Anteil der Kreisstromverluste an den gesamten Wirbelstromverlusten in den Leitern	95
Abbildung 3.37:	Erhöhung der Kupferverluste aufgrund des Einsatzes einer keilförmigen Wicklung.....	96

Abbildung 3.38: Kennfeldvergleich der Eisenverluste mit einer SFP- und einer LFP-Konfiguration.....	98
Abbildung 3.39: Räumliche Eisenverlustverteilung bei 9.000 min ⁻¹ und 60 Nm in Abhängigkeit der Anschlusskonfiguration.....	99
Abbildung 3.40: Charakteristische Flussdichteverläufe in Abhängigkeit der Anschlusskonfiguration.....	99
Abbildung 3.41: Kennfeldvergleich der Wirbelstromverluste in den Leitern mit SFP- und LFP-Konfiguration.....	100
Abbildung 3.42: Kreisströme eines Strangs bei 6400 min ⁻¹ und maximalem Drehmoment in Abhängigkeit der Anschlusskonfiguration.....	101
Abbildung 3.43: Kreisstromverluste eines Strangs bei 6400 min ⁻¹ und maximalem Drehmoment in Abhängigkeit der Anschlusskonfiguration.....	102
Abbildung 3.44: Flussdichteverläufe in Abhängigkeit der Anschlusskonfiguration.....	102
Abbildung 3.45: Kennfeldvergleich der frequenzabhängigen Verluste mit SFP- und LFP-Konfiguration.....	103
Abbildung 4.1: Skizze der SRM mit den relevanten Parametern.....	107
Abbildung 4.2: Ziel- und Paretomenge einer zweidimensionalen Vektorfunktion.....	112
Abbildung 4.3: Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik und relative Energieverteilung im Neuen Europäischen Fahrzyklus (NEFZ).....	113
Abbildung 4.4: Struktur des Optimierungsverfahrens zur Berechnung eines paretooptimalen Designs.....	116
Abbildung 4.5: Paretomengen – mit unterschiedlichen Optimierungsalgorithmen berechnet.....	126
Abbildung 4.6: Paretomengen – mit und ohne evolutionärer Startwertoptimierung.....	126
Abbildung 4.7: Resultierende Paretomengen.....	128
Abbildung 4.8: Paretomenge der 12/8-SRM mit Beispielgeometrien A, B und C.....	129

Abbildung 4.9:	Verluste der 12/8-SRM Paretomenge in Abhängigkeit der Effizienz.....	130
Abbildung 4.10:	Beispielgeometrien zu Abbildung 4.8	130
Abbildung 4.11:	Geometrieparameter der 12/8-SRM Paretomenge	131
Abbildung 4.12:	Windungszahl und Polradien der 12/8-SRM Paretomenge	131
Abbildung 4.13:	Resultierendes Motordesign im Kontext der Paretomengen.....	133
Abbildung 5.1:	Darstellung des Gesamtprüfstands [S1]	137
Abbildung 5.2:	Fertiger Prototyp der geschalteten Reluktanzmaschine	139
Abbildung 5.3:	Stator- und Rotorblechpaket	140
Abbildung 5.4:	Explosionszeichnung des Werkzeugs der parallelwandigen Spule.....	141
Abbildung 5.5:	Montierter Kern des Wickelwerkzeugs.....	141
Abbildung 5.6:	Vergossene Spulen.....	142
Abbildung 5.7:	Spulenverschaltung.....	143
Abbildung 5.8:	Messspulenkonzept.....	144
Abbildung 5.9:	Wickelvorgang der Messspulen.....	144
Abbildung 5.10:	Fertige Spule mit integrierter Messspule.....	145
Abbildung 5.11:	Leistungsteil des SRM Umrichters.....	147
Abbildung 5.12:	Signalverarbeitung des SRM Wechselrichters [S10]...	148
Abbildung 5.13:	Ablaufdiagramm der automatisierten Messroutine [S1].....	152
Abbildung 6.1:	Flussverkettungskennfeld mit Luftspaltweite $\delta = 0,7$ mm	156
Abbildung 6.2:	Betriebspunkt bei 10.000 min^{-1} und mittlerem Drehmoment	157
Abbildung 6.3:	Betriebspunkt bei 10.000 min^{-1} und maximalem Drehmoment	157
Abbildung 6.4:	Polarisationsverläufe am Epsteinrahmen.....	158
Abbildung 6.5:	Verluste des charakteristischen Rotorzahnflussdichteverlaufs in LFP -	

Konfiguration (b) bei unterschiedlichen Frequenzen.....	160
Abbildung 6.6: Verluste des charakteristischen Statorzahnflussdichteverlaufs (a) bei unterschiedlichen DC-Offsets und einer Frequenz von 100 Hz.....	161
Abbildung 6.7: Charakteristische Stromprofile	163
Abbildung 6.8: Simulativer und messtechnischer Verlauf der Stromprofile.....	164
Abbildung 6.9: Flussverkettungen der Stromprofile.....	165
Abbildung 6.10: Verluste des Stromprofils 1	166
Abbildung 6.11: Verluste des Stromprofils 3	167
Abbildung 6.12: Eisenverluste der einzelnen Stromprofile.....	168
Abbildung 6.13: Strom- und Spannungsverlauf der Simulation und Messung bei 100 V und 1.300 min ⁻¹	169
Abbildung 6.14: Kreisströme bei 100 V und 1.300 min ⁻¹	171
Abbildung 6.15: Kreisstromverluste bei 100 V und 1.300 min ⁻¹	171
Abbildung 6.16: Kreisströme bei 330 V und 4.950 min ⁻¹	171
Abbildung 6.17: Kreisstromverluste bei 330 V und 4.950 min ⁻¹	172
Abbildung 6.18: Analytisch berechnete Kreisströme bei 330 V und 4.950 min ⁻¹	172
Abbildung 6.19: Kreisstromverluste bei 330 V und 4.950 min ⁻¹	172
Abbildung 6.20: Kreisströme bei 660 V und 6.400 min ⁻¹ (SFP- Konfiguration).....	173
Abbildung 6.21: Kreisstromverluste bei 660 V und 6.400 min ⁻¹ (SFP-Konfiguration)	174
Abbildung 6.22: Kreisströme bei 660 V und 6.400 min ⁻¹ (LFP- Konfiguration).....	174
Abbildung 6.23: Kreisstromverluste bei 660 V und 6.400 min ⁻¹ (LFP-Konfiguration)	174
Abbildung 6.24: Wirkungsgradkennfeld	176
Abbildung 6.25: Überlastkennlinie	176
Abbildung 6.26: Relative Abweichung des numerisch berechneten Wirkungsgrades von der Messung	177

Abbildung 6.27: Relative Abweichung der numerisch berechneten Kupferverluste von der Messung	178
Abbildung 6.28: Relative Abweichung der numerisch berechneten frequenzabhängigen Verluste von der Messung	179
Abbildung 6.29: Relative Abweichung der analytisch berechneten frequenzabhängigen Verluste von der Messung	180
Abbildung 6.30: Relative Abweichung des Wirkungsgrads in Abhängigkeit der Anschlusskonfiguration	181
Abbildung 6.31: Relative Abweichung der frequenzabhängigen Verluste in Abhängigkeit der Anschlusskonfiguration	182
Abbildung 6.32: Wirkungsgradkennfeld des optimierten Designs	184
Abbildung 6.33: Einordnung des optimierten Prototyps in die Design-Optimierung	185
Abbildung 6.34: Wirkungsgradkennfeld des optimierten Designs mit gleichartigem Spulenkonzept	186
Abbildung A.1: Verlauf Strom und Verluste bei kleinem Luftspalt und konzentrierter Wickelkopfinduktivität im Schaltplan der 2D-FEA	191
Abbildung A.2: Verlauf Strom und Verluste bei großem Luftspalt, voller Maschinenlänge und konzentrierter Wickelkopfinduktivität im Schaltplan der 2D-FEA	192
Abbildung A.3: Anteil der keilförmigen Wicklung an den gesamten Wirbelstromverlusten in den Leitern	193
Abbildung A.4: Erhöhung der Kupferverluste aufgrund des Einsatzes einer keilförmigen Wicklung anhand des optimierten Designs	193
Abbildung A.5: Räumliche Verteilung der maximalen Flussdichte innerhalb einer magnetischen Periode	194
Abbildung A.6: Flussverkettungskennfeld mit Luftspaltweite $\delta = 0,6$ mm	194
Abbildung A.7: Verluste des charakteristischen Rotorzahnflussdichteverlaufs in SFP-Konfiguration (c) bei unterschiedlichen Frequenzen	195

Abbildung A.8:	Wirkungsgrad bis 22.300 min^{-1}	196
Abbildung A.9:	Wirkungsgrad bis 22.300 min^{-1} einschließlich des Getriebes.....	197
Abbildung A.10:	Gemessene Reibungsverluste und abgeleitetes Reibmoment.....	197
Abbildung A.11:	Relative Abweichung der analytisch berechneten frequenzabhängigen Verluste von der numerischen Berechnung.....	198

10 **g**

Tabelle 3.1:	Steinmetzkoeffizienten von CDW NO 20	48
Tabelle 3.2:	Polynomkoeffizienten der Hystereseverluste.....	54
Tabelle 3.3:	Excessverlustkoeffizienten	54
Tabelle 3.4:	Koeffizienten zur Berücksichtigung des DC-Offsets	56
Tabelle 4.1:	Vorgaben durch das Gesamtsystem.....	118
Tabelle 4.2:	Relevante Betriebspunkte zur Optimierung der Zielgrößen	119
Tabelle 4.3:	Berücksichtigte Parameter der Geometrieoptimierung	119
Tabelle 4.4:	Berücksichtigte Parameter der Ansteueroptimierung mit ATC	122
Tabelle 4.5:	Motordaten	134
Tabelle 5.1:	Eigenschaften der Infrastruktur (Blauer Bereich der Abbildung 5.1)	138
Tabelle 5.2:	Messequipment mit entsprechenden Daten	151
Tabelle 6.1:	Widerstandswerte bei 19 °C	155

IP

- [1] Bundesanstalt für Geowissenschaften und Rohstoffe. (2014). Seletene Erden - Rohstoffwirtschaftliche Steckbriefe. Available: https://www.bgr.bund.de/DE/Themen/Min_rohstoffe/Downloads/rohstoffsteckbrief_se.pdf?__blob=publicationFile&v=6
- [2] G. Müller, K. Vogt, and B. Ponick, z                °                                 

- [16] Punch Powertrain. (2017, 03.03.2017). Available: <http://www.punchpowertrain.com/en/products/12/ep1>
- [17] CSIRO. (30.09.2013). Available: <http://www.csiro.au/Outcomes/Climate/Reducing-GHG/ECOMmodore.aspx>
- [18] Electric Motorbike Inc. (30.09.2013). Available: <http://www.electricmotorbike.org/index.php?page=emb>
- [19] H. Neudorfer, N. Wicker, and A. Binder, "Comparison of three different electric powertrains for the use in hybrid electric vehicles," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 4, pp. 2404-2414, 2008, pp. 510-514.
- [20] T. J. E. Miller, *Electromagnetic Design of Machines and Drives*, Magna Physics Publ., 1993.
- [21] A. Greif, "Untersuchungen an geschalteten Reluktanzantrieben für Elektrofahrzeuge," Dissertation, Lehrstuhl für Elektrische Antriebstechnik und Aktorik, Bundeswehruniversität München, 2000.
- [22] D. G. Dorrell, A. M. Knight, M. Popescu, L. Evans, and D. A. Staton, "Comparison of different motor design drives for hybrid electric vehicles," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 4, pp. 3352-3359, 2010, pp. 3352-3359.
- [23] W. Wang, C. Lin, and B. Fahimi, "Comparative analysis of Double Stator Switched Reluctance Machine and Permanent Magnet Synchronous machine," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 4, pp. 617-622, 2012, pp. 617-622.
- [24] J. Böcker, M. Bösing, M. Bredehorn, W. Canders, B. Cebulski, P. Doetsch, R. De Doncker, O. Kashani, B. Friedrich, T. Grube, K. Hameyer, M. Hennen, K. Hoffmann, W. Hoffmann, D. Iles, A. Kreim, B. Lunz, J. Lutz, M. März, A. Mertens, C. Neef, W. Peters, C. Rehtanz, J. Rolik, U. Sauer, U. Schäfer, H. Schäfer, T. Schäfer, B. Schmülling, M. Schöning, D. Stolten, D. van Treek, M. Wermuth, M. Wittler, and R. Wirth, *9th International Conference on Power Electronics and Machines (ICPEM)*, VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V., 2010.
- [25] C. Carstensen, "Eddy Currents in Windings of Switched Reluctance Machines," Dissertation, Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 2008.
- [26] J. D. Widmer, R. Martin, and B. C. Mecrow, "Optimisation of an 80kW Segmental Rotor Switched Reluctance Machine for

- automotive traction," in *q* 2012, pp. 427-433.
- [27] M. Takeno, A. Chiba, N. Hoshi, S. Ogasawara, and M. Takemoto, "Power and efficiency measurements and design improvement of a 50kW switched reluctance motor for Hybrid Electric Vehicles," in *q* 2011, pp. 1495-1501.
- [28] M. Takeno, A. Chiba, N. Hoshi, S. Ogasawara, M. Takemoto, and M. A. Rahman, "Test Results and Torque Improvement of the 50-kW Switched Reluctance Motor Designed for Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 48, pp. 1327-1334, 2012.
- [29] W. Wang and B. Fahimi, "Comparative study of electric drives for EV/HEV propulsion system," in *q* 2012, pp. 1-6.
- [30] K. Kiyota, T. Kakishima, H. Sugimoto, and A. Chiba, "Comparison of the Test Result and 3D-FEM Analysis at the Knee Point of a 60 kW SRM for a HEV," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 49, pp. 2291-2294, 2013.
- [31] T. Uematsu and R. S. Wallace, "Design of a 100 kW switched reluctance motor for electric vehicle propulsion," in *6th IEEE International Conference on Power Electronics and Drives*, 1995, pp. 411-415 vol.1.
- [32] A. Pop, "Switched Reluctance Motors for Electric Vehicle Propulsion – Optimal Machine Design and Control," Dissertation, Department of Electrical Machines, Technical University of Cluj-Napoca and Université Libre de Bruxelles, 2012.
- [33] A. Labak and N. C. Kar, "Outer rotor switched reluctance motor design for in-wheel drive of electric bus applications," in *q* 2012, pp. 418-423.
- [34] L. Chenjie, W. Wei, and B. Fahimi, "Optimal design of double stator switched reluctance machine (DSSRM)," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2012, pp. 719-724.
- [35] W. Shuanghong, Z. Qionghua, M. Zhiyuan, and Z. Libing, "Implementation of a 50-kW four-phase switched reluctance motor drive system for hybrid electric vehicle," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 41, pp. 501-504, 2005.

- [36] K. Watanabe, S. Aida, A. Komatsuzaki, and I. Miki, "Driving force characteristics of 40kW switched reluctance motor for electric vehicle," in *q* 2007, pp. 1894-1898.
- [37] K. Ohyama, M. N. F. Nashed, K. Aso, H. Fujii, and H. Uehara, "Design using Finite Element Analysis of Switched Reluctance Motor for Electric Vehicle," in *3* 2006, pp. 727-732.
- [38] A. V. Radun, "High-power density switched reluctance motor drive for aerospace applications," *3* 1992, pp. 113-119, 1992.
- [39] H. Schäfer, = 2007. 6 2007. Expert-Verlag GmbH, 2007.
- [40] E-Vetoorc. (2013). Newsletter. Available: http://www.e-vetoorc.eu/files/E-VECTOORC_newsletter_2013.pdf
- [41] S. Drives. (2015, 10.04.2015). & 2015. Available: <http://www.srdrives.com/hybrid-powertrain.shtml>
- [42] S. Drives. (2015, 10.04.2015). & 2015. Available: <http://www.srdrives.com/ivt-system.shtml>
- [43] Tesla Motors. (2015, 10.04.2015). 6 2015. Available: http://my.teslamotors.com/de_DE/roadster/technology/motor
- [44] L. Huijuan, Z. Yihuang, Z. Qionglin, and g. Sizhou, "Design and Simulation of An Inverter-fed Induction motor for Electric Vehicles," in 2007, pp. 112-115.
- [45] T. Finken. (2011). Fahrzyklusgerechte Auslegung von permanentenerregten Synchronmaschinen für Hybrid- und Elektrofahrzeuge.
- [46] Y. Honda, T. Nakamura, T. Higaki, and Y. Takeda, "Motor design considerations and test results of an interior permanent magnet synchronous motor for electric vehicles," in *3* 2006, pp. 800-804, 2006.
- [47] J. Merwerth. (2014). The Hybrid-Synchronous Machine of the new BMW i3 & i8. Available:

- http://hybridfordonscentrum.se/wp-content/uploads/2014/05/20140404_BMW.pdf
- [48] Green Car Congress. (2013). BMW's hybrid motor design seeks to deliver high efficiency and power density with lower rare earth use. Available: <http://www.greencarcongress.com/2013/08/bmw-20130812.html>
- [49] Zytec Automotive Limited. (2013). Zytec IDT 120-55 Datasheet.
- [50] Zytec Automotive Limited. (2013). Zytec IDT 350-120 Datasheet.
- [51] Zytec Automotive Limited. (2013). Zytec Motorsport Hybrid Systems.
- [52] Zytec Automotive Limited. (2013). Zytec 170kW 460Nm Electric Traction Motor Datasheet.
- [53] Protean Electric. (15.10.). Available: <http://www.proteanelectric.com/en/specifications/>
- [54] TM4 Electrodynamic Systems. (15.10.). Available: <http://www.tm4.com/en/motivieb.aspx>
- [55] TM4 Electrodynamic Systems. Datenblatt des TM4 Transport MΦ120.
- [56] A. Binder, *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. Springer, 2012.
- [57] D. Schröder, "Elektrische Antriebe - Grundlagen," 2006.
- [58] G. Müller and B. Ponick, *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. Wiley VCH Verlag GmbH, 2009.
- [59] E. Bolte, *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. Springer, 2012.
- [60] R. Krishnan, *Electrical Drives - Fundamentals and Applications*. Taylor & Francis, 2010.
- [61] R. B. Inderka and R. W. De Doncker, "DITC-direct instantaneous torque control of switched reluctance drives," in *Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives*, 2002, pp. 1605-1609 vol.3.
- [62] H. Hannoun, M. Hilairat, and C. Marchand, "Experimental Validation of a Switched Reluctance Machine Operating in Continuous-Conduction Mode," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 60, pp. 1453-1460, 2011.
- [63] Computational Dynamics Ltd. (2013). SPEED 10.02.

- reluctance motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion* vol. 4, pp. 569-577, 2010.
- [77] B. Minh Dinh and U. Schaefer, "Core losses measurement technique for high frequency and flux density of switched reluctance machines," in *IEEE Transactions on Energy Conversion* vol. 27, pp. 1619-1624, 2012.
- [78] Y. Hayashi and T. J. E. Miller, "A new approach to calculating core losses in the SRM," *IEEE Transactions on Energy Conversion* vol. 31, pp. 1039-1046, 1995.
- [79] H. Jordan, "Die ferromagnetischen konstanten für schwache wechselfelder," *Zeitschrift für Physik* vol. 1, p. 8, 1924.
- [80] G. Bertotti, *Elementary Principles of Linear and Nonlinear Magnetism*. Academic Press, 1998.
- [81] E. Ivers-Tiffée and W. von Münch, *Electromagnetic Compatibility: Theory and Practice*. Vieweg+Teubner Verlag, 2007.
- [82] R. Boll and H. V. GmbH, *Electromagnetic Compatibility: Theory and Practice*. John Wiley & Sons Canada, Limited, 1990.
- [83] D. A. D. Jiles, "Theory of ferromagnetic hysteresis," *IEEE Transactions on Energy Conversion* vol. 61, pp. 48-60, 1986.
- [84] I. D. Mayergoyz, *Introduction to the Theory of Hysteresis*. Elsevier Science, 2003.
- [85] B. Zhang, "Realitätsnahe Modellierung und hocheffiziente Berechnung der lastabhängigen Eisenverluste in permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit Hilfe eines Postprozessors (Arbeitstitel)," Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Karlsruher Institut für Technologie.
- [86] A. Klein-Hessling, B. Burkhart, and R. W. D. Doncker, "Iron loss redistribution in Switched Reluctance Machines using bidirectional phase currents," in *IEEE Transactions on Energy Conversion* vol. 27, pp. 1-6, 2012.
- [87] C. P. Steinmetz, "On the Law of Hysteresis," *IEEE Transactions on Energy Conversion* vol. IX, pp. 1-64, 1892.
- [88] C.D. Wälzholz KG. (2013). Elektroband - Electrical steel strip.
- [89] J. Reinert, A. Brockmeyer, and R. W. A. A. De Doncker, "Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the

- modified Steinmetz equation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, pp. 1055-1061, 2001.
- [90] L. Jieli, T. Abdallah, and C. R. Sullivan, "Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, pp. 2203-2210, 2010.
- [91] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, pp. 36-41, 2012.
- [92] A. Krings, "Iron Losses in Electrical Machines — Influence of Material Properties, Manufacturing Processes, and Inverter Operation," Dissertation, Department of Electrical Energy Conversion, KTH School of Electrical Engineering, 2014.
- [93] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, and A. Ecklebe, "Core Losses Under the DC Bias Condition Based on Steinmetz Parameters," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 27, pp. 953-963, 2012.
- [94] C. Sullivan, K. Venkatachalam, and J. Czogalla, "CORELOSS - improved Generalized Steinmetz Equation calculation script," ed: Thayer School of Engineering, Dartmouth College, 2005.
- [95] T. a. N. Yamaguchi, K., "Rotational power loss in commercial silicon-iron laminations," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 96, pp. 15-21, 1976.
- [96] C. Simao, N. Sadowski, N. J. Batistela, and J. P. A. Bastos, "Evaluation of Hysteresis Losses in Iron Sheets Under DC-biased Inductions," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, pp. 1158-1161, 2009.
- [97] S. Zhu, M. Cheng, J. Dong, and J. Du, "Core Loss Analysis and Calculation of Stator Permanent-Magnet Machine Considering DC-Biased Magnetic Induction," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 61, pp. 5203-5212, 2014.
- [98] B. Breining, "Entwicklung einer innovativen Messmethode zur realitätsnahen Modellierung der Eisenverluste in weichmagnetischen Werkstoffen," Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [99] P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, P. T. Blenkinsop, J. Corda, and N. N. Fulton, "Variable-speed switched reluctance motors," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 17, pp. 1013-1017, 1981.

- / *IEEE Trans. Ind. Appl.* 16(4), pp. 253-265, 1980.
- [100] M. Boxriker, "Weiterentwicklung eines internen Postprozessors zur adaptiven Eisenverlustberechnung in elektrischen Maschinen," Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [101] K. Küpfmüller, W. Mathis, and A. Reibiger, *Electrical Machine Design: Fundamentals and Examples*. Springer Berlin Heidelberg, 2013.
- [102] M. Schenk and R. De Doncker, "Automated Copper Loss Calculation for Switched Reluctance Machines," presented at the EPE, Berlin, 2013.
- [103] J. Biela, "Wirbelstromverluste in Wicklungen induktiver Bauelemente," ed, 2012.
- [104] P. L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings," *IEEE Trans. Power Deliv.* 1(4), pp. 1387-1394, 1966.
- [105] M. Schenk, "Simulative Untersuchung der Wicklungsverluste in Geschalteten Reluktanzmaschinen," Dissertation, Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 2016.
- [106] A. G. Hofmann, K. A. Kasper, and R. W. De Doncker, "High-speed switched reluctance drives: A promising alternative to power electric vehicles," in *Proc. IEEE Veh. Power Propuls. Conf. (VPP)*, pp. 169-175, 2011.
- [107] P. Rafajdus, A. Peniak, D. Peter, P. Makyś, and L. Szabó, "Optimization of switched reluctance motor design procedure for electrical vehicles," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Electric Machines and Drives (ICEMD)*, pp. 397-404, 2014.
- [108] E. Howard and M. J. Kamper, "Weighted Factor Multiobjective Design Optimization of a Reluctance Synchronous Machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.* 52(4), pp. 2269-2279, 2016.
- [109] European Commission. (2006). Directive 70/220/EEC.
- [110] J. E. Vrancik, "Prediction of windage power loss in alternators," 1971.

- [111] K. Deb, *Optimization Techniques for Global Search*. Wiley, 2001.
- [112] X. S. Yang, *Engineering Optimization: An Introduction to Metaheuristic Search Algorithms*. Springer International Publishing, 2014.
- [113] J. Nocedal and S. J. Wright, *Optimization with Derivatives and Applications*. Springer, 1999.
- [114] Y. Ye, *Interior-Point Algorithms for Linear Programming*. Wiley, 1997.
- [115] S. N. Sivanandam and S. N. Deepa, *Introduction to Genetic Algorithms*. Springer Berlin Heidelberg, 2007.
- [116] M. A. Abramson, "Pattern search algorithms for mixed variable general constrained optimization problems.," Doctoral Thesis, Rice University, 2003.
- [117] A. Hofmann, F. Qi, and R. W. De Doncker, "Developing the concept for an automotive high-speed SRM drive with focus on acoustics," in *Proc. 9th Int. Conf. on Power Electronics and Machines (PEM 2014)*, pp. 1-5.
- [118] A. Albers, J. Fischer, M. Behrendt, and D. Lieske, "Identification and definition of acoustic relevant limit values for electric vehicle," presented at the 14th Stuttgarter Symposium – Automotive and Engine Technology, 2014.
- [119] SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG. (2007). SKiiP 513GD122-3DUL.
- [120] dSPACE GmbH. (2005). Datenblatt DS1006 Processor Board with 2.6 GHz Processor Clock.
- [121] OSWALD Elektromotoren GmbH. (2011). Maschinenspezifische Dokumentation für regelbare AC-Kompaktmotoren - Typ FQDI22.1-2WFI.
- [122] Dipl.-Ingenieure Rainer & Oliver PULS GmbH. (2015). Betriebsanleitung Prüfstandsgetriebe P180-200.
- [123] 3D Systems Inc. (2017). Accura® Bluestone™ Datasheet.
- [124] Von Roll Schweiz AG. (2013). Flexible Laminates Myoflex® Product Range.
- [125] Huntsman LLC. (2011). Araldite Casting Epoxy System product data.
- [126] R&G Faserverbundwerkstoffe GmbH. Technisches Datenblatt Semiperm® Monofilm Trennmittel.
- [127] LEM. Current Transducer LA 100-P/SP13 Datasheet.

- [128] M. Gommeringer, "Aufbau und Erprobung eines aus zwei 500ASKiiP-Drehstrombrücken bestehenden active-front-end Umrichters," Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2009.
- [129] C. Axtmann, M. Boxriker, and M. Braun, "A custom, high-performance real time measurement and control system for arbitrary power electronic systems in academic research and education," in *mVvK4 vX2014 q 2022202224 820202020224 2024 / 202 2024 q 2022202220222024 202020202024/qvK488q4 2022202R*, 2016, pp. 1-7.
- [130] T. Gemaßner, "Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten," Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [131] J. Richter, "Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen," Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Karlsruher Instituts für Technologie, 2016.
- [132] Texas Instruments Incorporated. (2013). TMS320C6748 DSP - Technical Reference Manual.
- [133] Altera Corporation. (2014). Altera Cyclone IV FPGA Device Family Overview,.
- [134] M. Diehl, "Konzeption und Aufbau einer FPGA basierten Drehgeberauswertung," Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [135] Yokogawa Deutschland GmbH. (2007). Precision Power Analyzer WT3000.
- [136] LEM. Current Transducer HAL 50..600-S Datasheet.
- [137] Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH. QuantumX MX1609KB Datenblatt
- [138] EATON. (2016). SEFELEC MGR10 Datenblatt.
- [139] YOKOGAWA Meters & Instruments Corporation. (2013). DL850/DL850V User's Manual.
- [140] D. Bauer, P. Mamuschkinx, H.-C. Reussz, and E. Nolle, "Influence Of Parallel Wire Placement On The AC Copper Losses in Electrical Machines," presented at the International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), Coeur D'Alene, Idaho, 2015.
- [141] A. Kraemer, M. Veigel, P. Pontner, M. Doppelbauer, and G. Lanza, "Influences of separation and joining processes on single tooth

- laminated stacks," in *mUvK4 K224/S222222222222 q 2222224 222224*
/222222222222B 2222222222224q9/8R 2016, pp. 178-185.
- [142] M. Veigel and M. Doppelbauer, "Analytic modelling of magnetic losses in laminated stator cores with consideration of interlamination eddy currents," in *mUvK4 22234 2222222222224*
8222222222224 222222222222 22222222222243q° R 2016, pp. 1339-1344.
- [143] M. Veigel, A. Krämer, G. Lanza, and M. Doppelbauer, "Investigation of the impact of production processes on iron losses of laminated stator cores for electric machines," in *mUvK4 31qq4 q 222224*
822222222222B 2222222222224 2222222222224q88qR 2016, pp. 1-5.

x) **g**
(**g**

- [S1] J. Müller, „Kennfeldvermessung und Separation der Verlustkomponenten einer hochdrehenden geschalteten Reluktanzmaschine,“ Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S2] M. Gnad, „Hochdynamische Temperaturmessung spannungsführender Bauteile,“ Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S3] M. Ludwig, „Modellierung des Einflusses der Wickelkopfinduktivität auf die Wirbelstromverluste in den Leitern für hochdrehende Antriebe in Elektroautos,“ Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S4] A. Kail, „Inbetriebnahme und Regelung einer geschalteten Reluktanzmaschine mit Kreuzverkopplung,“ Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S5] C. Schwab, „Analytische Modellierung der frequenzabhängigen Verluste am Beispiel einer hochdrehenden geschalteten Reluktanzmaschine für den Einsatz in Elektrofahrzeugen,“ Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S6] C. Üstbas, „Entwicklung eines Eisenverlustmodells für die geschaltete Reluktanzmaschine anhand von Messwerten,“ Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S7] S. Weik, „Rechenzeitoptimierte Modellierung der Wirbelstromverluste in den Leitern für hochdrehende Antriebe in Elektroautos,“ Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S8] S. Abele, „Entwicklung eines Optimierungsverfahrens für geschaltete Reluktanzmaschinen zur Darstellung des Pareto-Optimalen Designs unter Berücksichtigung definierter

- Eigenschaften,“ Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S9] J. Weller, „Konzeptionierung und Testen verschiedener Wicklungskonfigurationen für die geschaltete Reluktanzmaschine,“ Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S10] P. Winkler, „Aufbau und Inbetriebnahme eines Inverters für die geschaltete Reluktanzmaschine,“ Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S11] S. Decker, „Konzeptionelle Festigkeitsstudie zur Steigerung der Leistungsdichte von hochdrehenden Elektromotoren,“ Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S12] K. Palacin, „Implementierung eines neuartigen hocheffizienten Regelverfahrens für die geschaltete Reluktanzmaschine in Matlab Simulink,“ Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S13] S. Wang, „Entwicklung thermischer Modelle für die Asynchronmaschine und die geschaltete Reluktanzmaschine in Matlab,“ Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [S14] J. Müller, „Simulative Umsetzung und Verifizierung von Regelalgorithmen für die geschaltete Reluktanzmaschine,“ Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2014.

β J g ? ? g

- [E1] M. Greule, J. Müller, and M. Doppelbauer, "Modelling of High Torque Density Switched Reluctance Motors with Mutual Coupling," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 5, pp. 28-35, Oct. 2016.
- [E2] M. Greule, S. Abele, and M. Doppelbauer, "Pareto Optimization of Switched Reluctance Motors to Determine the Optimum Pole Configuration," presented at the Power Electronics And Applications (EPE), Karlsruhe, Germany, 2016.
- [E3] M. Greule, M. Boxriker, B. Zhang, and M. Doppelbauer, "Numerical Iron Loss Computation Method for Switched Reluctance Motors," presented at the Power Electronics And Applications (EPE), Karlsruhe, Germany, 2016.
- [E4] M. Greule and M. Doppelbauer, "Modelling of High Torque Density Switched Reluctance Motors with Mutual Coupling," presented at the International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE), Tatranská Lomnica, Slovakia, 2015.
- [E5] M. Greule und M. Doppelbauer, "Vergleichanalyse der geschalteten Reluktanzmaschine, der permanentenregten Synchronmaschine und der Asynchronmaschine für die Anwendung im Elektrofahrzeug unter Berücksichtigung von Kennzahlen," presented at the 7. E-MOTIVE Expertenforum "Elektrische Fahrzeugantriebe", München, 2015.
- [E6] M. Greule and M. Doppelbauer, "Cascaded Design Methodology for Switched Reluctance Motors Considering Optimum Control," presented at the International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), Coeur D'Alene, Idaho, 2015.
- [E7] M. Sack, S. Keipert, M. Hochberg, M. Greule and G. Müller, "Design Considerations for a Fast Stacked-MOSFET Switch," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 10, pp. 2630-2636, Oct. 2013.