

# **Gestaltung von Rotoren permanentmagneterregter Synchronmaschinen für die Metalladditive Fertigung**

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik  
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover  
zur Erlangung des akademischen Grades  
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)  
genehmigte Dissertation  
von

**M. Sc. Stefan Urbanek**

2021

1. Referent Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick
2. Referent Prof. Dr.-Ing. Detmar Zimmer

Tag der Promotion: 19. Juli 2021

## Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover. Eine schöne Zeit, in der ich neben allem Fachlichen auch eine Menge Überfachliches erlernen durfte und nun sehr gut vorbereitet den nächsten (beruflichen) Schritt gehen kann.

Daher danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick zunächst einmal dafür, dass mir als Braunschweiger in Hannover die Chance gegeben wurde, am IAL einzusteigen. Darüber hinaus danke ich Herrn Ponick für die zahlreichen fachlichen Diskussionen, Ideen, Inspirationen und Korrekturen, die die Grundlage für diese Arbeit bildeten. Herrn Prof. Dr.-Ing. Detmar Zimmer danke ich für die Übernahme des Zweitreferats und für die stets sehr gute gemeinsame Projektarbeit. Herrn Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens danke ich für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission und die angenehmen Gespräche am Institut. Ich danke allen Kolleginnen und Kollegen des Instituts, den Mitarbeitern der Werkstatt sowie Dr.-Ing. Jörn Steinbrink, Dr.-Ing. Robert Meyer, Jun.-Prof. Dr.-Ing. Amir Ebrahimi und insbesondere Beate Pieschel, Elfi Jeschina und Birgit Kalberlah, dass sie die einzigartige Arbeitsatmosphäre schaffen, die das IAL auszeichnet. Ein Miteinander, das seinesgleichen sucht.

Mein besonderer Dank gilt meinen Pendants an der Universität Paderborn, Sebastian Magerkohl und Lennart Tasche, die mit ihrem großen Engagement erheblichen Anteil am gemeinsamen Projekterfolg hatten. Und dafür, dass sie mir unermüdlich Zusammenhänge erklärt haben, von denen ich keine Ahnung hatte.

Nicht nur aufgrund der zahlreichen ausschweifenden fachlichen und nicht-fachlichen Diskussionen sind weiterhin die Mitglieder des ehemaligen sog. Premiumbüros hervorzuheben, die – und dafür bin ich ebenfalls dankbar – innerhalb kürzester Zeit zu Freunden wurden. Christian Sommer danke ich darüber hinaus dafür, dass er stets für leistungselektronische Fragen zur Verfügung stand, und für seine bemerkenswerte Ausdauer, andere Menschen zum Pepimuf zu motivieren. Alexander Rehfeldt und Stephan Vip danke ich für die zahlreichen wissenschaftlichen, finanziellen und kulinarischen Ratschläge, von denen ich auch über die Institutszeit hinaus noch profitieren darf. Jürgen Redlich gilt mein Dank insbesondere für die erkenntnisreichen Gespräche auf den gemeinsam besuchten Konferenzen, Strategieworkshops und Kolloquien.

Besonders dankbar bin ich meinen Eltern Annemarie und Henning Urbanek und meinem Bruder Marius Urbanek, die mir mit ihrer uneingeschränkten Unterstützung bereits mein ganzes Leben lang zur Seite stehen. Ein aufrichtiger Dank gilt zuletzt meiner liebsten Clara, für die Geduld und Kompromissbereitschaft während der letzten Monate und für ihre stets positive und liebevolle Art, mit der sie entscheidend zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat.



# Kurzfassung

Die nahezu unbegrenzte dreidimensionale Gestaltungsfreiheit der Additiven Fertigung kann heute auch in metallischen Komponenten elektrischer Maschinen vorteilhaft genutzt werden, um den Leichtbaugrad zu erhöhen oder zusätzliche Funktionen zu integrieren. Insbesondere mittels *Laserstrahlschmelzen* können Bauteile mit hoher Präzision, geringer Formabweichung sowie sehr guten mechanischen und magnetischen Eigenschaften gefertigt werden.

In der vorliegenden Dissertation wird das große Potential der Metalladditiven Fertigung im Elektromaschinenbau am Beispiel von Rotoren permanentmagneterregter Synchronmaschinen (PM-Rotoren) aufgezeigt, welche sich für die Additive Fertigung anbieten, da mittels *Laserstrahlschmelzen* gefertigte Bauteile prinzipbedingt aus einem einzelnen Werkstoff bestehen und PM-Rotoren nicht notwendigerweise aus gestapelten Elektroblechen aufgebaut sein müssen. Indessen sind im Fall ungeblechter Rotoren im Betrieb insbesondere im Bereich der Rotoroberfläche erhöhte Wirbelstromverluste zu erwarten. Im Rahmen dieser Arbeit wird daher zunächst der Ansatz diskutiert, ebendiese Wirbelstromeffekte durch gezieltes Schraffieren bzw. Schlitzten der Rotoroberfläche zu unterdrücken. Anhand von numerischen Vorausberechnungen und messtechnischen Untersuchungen wird gezeigt, dass Schlitze in Umfangsrichtung die Oberflächenverluste signifikant verringern können, wohingegen in axialer Richtung orientierte Schlitze diese sogar weiter erhöhen.

Ein Schwerpunkt dieser Arbeit ist die Gestaltung und Dimensionierung des Rotors eines 1,5 kW-Servomotors für die Additive Fertigung, wobei neben der Schlitzung der Rotoroberfläche noch eine Reihe von weiteren geometrischen Besonderheiten umgesetzt werden. Insbesondere wird der weichmagnetische Teil des Rotors so gestaltet, dass eine Schrägungswirkung erzielt wird und gleichzeitig die Magnettaschen axial gerade verbleiben. Der Einfluss dieser Art der Rotor-schrägung auf das Luftspaltfeld und auf das resultierende Rastmoment wird dabei ausführlich erläutert. Zudem wird durch systematische Konstruktion von Hohlräumen und additiv gefertigten Leichtbaustrukturen der Leichtbaugrad des Rotors erhöht. Nach der Additiven Fertigung des Rotordemonstrators wird dieser in einen konventionellen Stator eingebaut und messtechnisch untersucht. Die Auswertung von Leerlauf- und Lastmessungen sowie von Beschleunigungsversuchen ergibt, dass der Motor mit dem additiv gefertigten Rotor im Vergleich zum Referenzmotor eine höhere Drehmomentdichte, eine höhere Dynamik und geringere Rast- und Pendelmomente aufweist. Die gewonnenen Erkenntnissen werden letztlich noch auf andere Bereiche des Elektromaschinenbaus übertragen, um daraus Handlungsempfehlungen zur vorteilhaften Gestaltung von Rotoren unter Nutzung der Additiven Fertigung abzuleiten.

## Schlagnorte:

Permanentmagneterregte Synchronmaschine, PMSM, Rotoraktivteil, Additive Fertigung, Laserstrahlschmelzen, Schrägung, Wirbelstromeffekte, Oberflächenverluste

# Abstract

## Design of Permanent Magnet Synchronous Machine Rotors for Metal Additive Manufacturing

The almost unlimited three-dimensional design freedom of additive manufacturing technologies can nowadays also be applied to metallic electric machine components in order to increase lightweight construction or to implement additional functionality. Especially when using the technology of *laser beam melting*, parts are built with high precision, small form deviations and very good mechanical and magnetical properties.

In this thesis, the great potential of metal-additive manufacturing in the field of electric machines is investigated using the example of permanent magnet synchronous rotors. Since *laser beam melted* parts on principle consist of one single material, the focus is on additive manufacturing of permanent magnet rotors, which are mainly exposed to a constant magnetic field. However, increased eddy current loss is expected during operation especially near the rotor surface in this case. Therefore, the approach of grooving or rather slotting the rotor surface in order to suppress eddy current effects is discussed in detail in this work. By means of numerical FEM simulations and experimental studies, it is shown that circumferential slotting leads to best possible loss reduction, whereas axial slotting of the rotor surface in turn leads to increased surface loss.

Furthermore, the rotor of a 1,5 kW servo motor is designed for additive manufacturing and built using *laser beam melting*. After this, the additively manufactured rotor is installed in a conventional stator. Besides the surface slotting, the rotor shows some specific features which can only be applied using additive manufacturing technologies. In particular, the soft-magnetic rotor active part is skewed and simultaneously the magnets and magnet pockets are kept axially straight. The impact of this special way of rotor skewing on the air-gap field as well as on the resulting cogging torque is evaluated in detail. In addition, systematically implementing cavities and additively manufactured lightweight structures in order to increase the degree of lightweight construction is focused and the impact on the design from the magnetical and the mechanical point of view is investigated. Experimental no-load and load tests as well as acceleration tests demonstrate that using the additively manufactured skewed rotor prototype leads to higher torque density, higher dynamics and significantly decreased cogging torque and torque ripple compared to a conventional reference rotor.

Finally, the findings of this thesis lead to design guidelines regarding the dimensioning of additively manufactured synchronous rotors.

### Keywords:

permanent magnet synchronous machine, PMSM, rotor active part, additive manufacturing, laser beam melting, skewing, eddy current effects, surface loss

# Inhaltsverzeichnis

<b>Kurzfassung</b>	<b>V</b>
<b>Abstract</b>	<b>VI</b>
<b>Formelzeichenverzeichnis</b>	<b>X</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>XVI</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2 Additive Fertigung im Elektromaschinenbau</b>	<b>4</b>
2.1 Fertigungstechnologien . . . . .	5
2.2 Weichmagnetische Materialien für die Additive Fertigung . . . . .	9
2.3 Konstruktive Aspekte . . . . .	14
2.3.1 Mechanische Spannungen in PM-Rotoren . . . . .	14
2.3.2 Leichtbau in PM-Rotoren . . . . .	19
2.3.3 Konstruktion metalladditiv gefertigter Komponenten . . . . .	21
2.4 Stand der Forschung . . . . .	23
2.5 Einsatzmöglichkeiten und Herausforderungen . . . . .	25
<b>3 Unterdrückung von Wirbelstromeffekten nahe der Rotoroberfläche</b>	<b>27</b>
3.1 Ummagnetisierungsvorgänge in weichmagnetischen Werkstoffen . . . . .	28
3.2 Felddiffusion und die Entstehung von Wirbelstromverlusten . . . . .	28
3.3 Untersuchung unterschiedlich geschlitzter Rotoroberflächen . . . . .	35
3.3.1 FE-Berechnung von Wirbelstromeffekten . . . . .	35
3.3.2 Schlitzung in Umfangsrichtung . . . . .	41
3.3.3 Axiale Schlitzung . . . . .	43
3.3.4 Schräge Schlitzung . . . . .	45
3.3.5 Kombinierte Schlitzung . . . . .	46
3.3.6 Zwischenfazit . . . . .	47
3.4 Messtechnische Validierung . . . . .	48
3.4.1 Versuchsaufbau und Messgeräte . . . . .	48
3.4.2 Methodik und Versuchsdurchführung . . . . .	51
3.4.3 Diskussion der Messergebnisse . . . . .	56
3.4.3.1 Untersuchung unterschiedlicher Schlitzmuster . . . . .	56
3.4.3.2 Vergleich von FeSi <sub>2,9</sub> und FeCo <sub>50</sub> . . . . .	66
3.4.4 Zusammenfassung der Messergebnisse . . . . .	67

<b>4</b>	<b>Technische Wirkung von Oberfeldern in PM-Synchronmaschinen</b>	<b>68</b>
4.1	Feldspektrum von PMSM . . . . .	68
4.1.1	Allgemeine Betrachtung . . . . .	68
4.1.2	Technisch relevante Feldkomponenten . . . . .	69
4.1.3	Luftspaltfelder aus Rotorsicht . . . . .	70
4.2	Wirkung und Beschreibung von Schrägung . . . . .	72
4.3	Kraft- bzw. Drehmomentberechnung in PMSM . . . . .	74
4.4	Axialkräfte . . . . .	76
<b>5</b>	<b>Schrägung von PM-Rotoren mit axial geraden Magnettaschen</b>	<b>80</b>
5.1	Gestalterische Zielkonflikte . . . . .	80
5.2	Untersuchung der Rotorstreuung . . . . .	81
5.3	Untersuchung des Luftspaltfelds . . . . .	86
5.3.1	Einfluss der Streustege auf das Rotorfeld . . . . .	86
5.3.2	Einfluss der Schrägung auf das Rotorfeld . . . . .	88
5.4	Resultierendes Rastmoment . . . . .	91
5.5	Zwischenfazit . . . . .	95
<b>6</b>	<b>Gestaltung, Konstruktion und Herstellung eines additiv gefertigten Rotordemonstrators</b>	<b>96</b>
6.1	Gestaltung der Rotorpolschuhe . . . . .	97
6.2	Gestaltung der Schlitzung an der Rotoroberfläche . . . . .	101
6.3	Gestaltung der Streustege und der geschlossenen Rotoroberfläche . . . . .	103
6.3.1	Vorüberlegungen . . . . .	103
6.3.2	Mechanische Dimensionierung . . . . .	103
6.3.2.1	Randbedingungen und Methodik . . . . .	104
6.3.2.2	Grundsätzliche Verteilung der mechanischen Spannung im Rotor . . . . .	105
6.3.2.3	Spannungsverteilung in den Streustegen . . . . .	106
6.3.2.4	Untersuchung der Spannungskomponenten . . . . .	108
6.3.2.5	Untersuchungen zur Wahl des Kerbradius in PM-Rotoren . . . . .	112
6.3.2.6	Zusammenfassung und mechanische Grobdimensionierung . . . . .	114
6.4	Gestaltung der axialen Endbereiche . . . . .	117
6.5	Gestaltung der Hohlwelle und der Übergangsbereiche zwischen dem Aktivteil und den Lagern . . . . .	118
6.6	Herstellprozess . . . . .	119
6.7	Mechanische Parameter des additiv gefertigten Rotordemonstrators . . . . .	122
<b>7</b>	<b>Messtechnische Validierung</b>	<b>124</b>
7.1	Prüfstands Aufbau, Messtechnik und Messmethodik . . . . .	124
7.2	Leerlaufmessungen . . . . .	126
7.3	Lastmessungen . . . . .	129
7.4	Rast- und Pendelmomentmessungen . . . . .	131
7.5	Beschleunigungsversuche . . . . .	135
7.6	Zusammenfassung der Messergebnisse . . . . .	137

---

<b>8</b>	<b>Anwendungsstudien</b>	<b>138</b>
8.1	Additiv gefertigte Rotoren großer Synchronmaschinen . . . . .	138
8.1.1	Recherchephase . . . . .	139
8.1.2	Ideen- und Konzeptphase . . . . .	142
8.1.3	Prototypenphase . . . . .	144
8.1.4	Bewertungsphase . . . . .	147
8.2	Additiv gefertigte PM-Rotoren für Flugzeugantriebe . . . . .	148
8.2.1	Evaluation des Technologie-Reifegrads . . . . .	148
8.2.2	Entwurf einer PMSM für Flugantriebe . . . . .	151
8.2.2.1	Grobdimensionierung . . . . .	151
8.2.2.2	Untersuchungen zum Nutzfällfaktor . . . . .	152
8.2.2.3	Untersuchungen zur Rotorstreuung bei Variation des Anstell- winkels der Magnete . . . . .	156
8.2.3	Fazit der Anwendungsstudie . . . . .	157
<b>9</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>158</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>162</b>
A.1	Ergänzungen zur Untersuchung der Wirbelstromeffekte . . . . .	162
A.2	Prüfstands Aufbau zur Untersuchung des Rotordemonstrators . . . . .	164
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>165</b>

# Formelzeichenverzeichnis

## Formelle Konvention

$a$	reelle Größe, Momentanwert
$A$	Effektivwert
$\hat{A}$	Amplitudenwert
$\bar{A}$	Mittelwert
$\Delta A$	Differenz
$\vec{a}, \vec{A}$	vektorielle Größe

## Lateinische Buchstaben

$a$	Konstante, Faktor
$a_{\text{th}}$	Temperaturleitfähigkeit
$A$	Fläche
$A$	magnetisches Vektorpotential
$A$	Strombelag
$A_{\text{O}}$	Oberfläche
$b$	Breite
$B$	magnetische Flussdichte
$B_{\text{r}}$	Remanenzflussdichte
$c$	Federkonstante
$c_{\text{w}}$	spezifische Wärmekapazität
$C_{\text{s}}$	Ausnutzungsfaktor
$d$	Dicke
$d$	Felddämpfungsfaktor
$D$	Verschiebungsfeldstärke
$D$	Durchmesser
$D_{\text{bohr}}$	Bohrungsdurchmesser
$E$	Elastizitätsmodul

---

$E$	elektrische Feldstärke
$f$	Frequenz
$F$	Kraft
$G$	Schubmodul
$h$	Höhe
$H$	magnetische Feldstärke
$H_c$	Koerzitivfeldstärke
$I$	Stromstärke
$I_T$	Flächenträgheitsmoment
$j$	imaginäre Einheit
$J$	elektrische Stromdichte
$J$	Massenträgheitsmoment
$J_s$	Sättigungspolarisation
$k$	Konstante, Faktor
$k_c$	<i>Carter</i> -Faktor
$k_n$	Nutfüllfaktor
$k_s$	Streustegbreitenfaktor
$k_{sb}$	Sicherheitsbeiwert
$l$	Länge
$l_{fe}$	reine Eisenlänge
$l_i$	ideelle Länge
$L$	Induktivität
$m$	Masse
$m$	Strangzahl
$M$	Drehmoment
$n$	Drehzahl
$n_s$	Ordnungszahl einer Stromoberschwingung
$N$	Nutzahl
$p$	Polpaarzahl
$p$	Leistungsdichte
$P$	Leistung, Wirkleistung
$P_s$	Scheinleistung
$q$	Lochzahl
$\dot{q}$	Wärmestrom
$R$	Radius
$R$	elektrischer Widerstand

$R_e$	Streckgrenze
$R_m$	Zugfestigkeit
$R_m$	magnetischer Widerstand
$R_w$	elektrischer Oberflächenwiderstand
$t$	Zeit
$T$	<i>Maxwellscher</i> Spannungstensor
$T$	Zeitpunkt
$U$	elektrische Spannung
$U, V, W$	Klemmenbezeichnungen
$v$	Geschwindigkeit
$V$	magnetischer Spannungsabfall
$V$	Volumen
$x, y, z$	Raumrichtungen
$x_\delta$	Eindringtiefe
$y$	Wicklungsschritt
$z$	Konstante, Anzahl

### Griechische Buchstaben

$\alpha_k$	Spannungsüberhöhung, Kerbformzahl
$\beta$	Sinusfeldpolkoeffizient
$\gamma$	Winkel
$\gamma'$	Winkelkoordinate
$\gamma_p$	Lastwinkel
$\gamma_s$	Schrägungswinkel
$\delta$	Luftspalt, Luftspaltweite
$\varepsilon$	Verformung, Dehnung
$\varepsilon'$	Ordnungszahl bzw. Polpaarzahl einer Leitwertwelle
$\varepsilon_0$	Permittivität des leeren Raums
$\varepsilon_r$	relative Permittivität
$\zeta$	Verhältnis von Kreisfrequenz zur Winkelgeschwindigkeit
$\eta$	Wirkungsgrad
$\vartheta$	Temperatur
$\kappa$	elektrische Leitfähigkeit
$\kappa_{th}$	Wärmeleitfähigkeit
$\lambda$	Wellenlänge

$\lambda$	relativer magnetischer Leitwert
$\Lambda$	magnetischer Leitwert
$\mu_0$	Permeabilität des leeren Raums
$\mu_r$	relative Permeabilität
$\mu'$	Ordnungszahl bzw. Polpaarzahl einer Drehwelle
$\nu'$	Ordnungszahl bzw. Polpaarzahl einer Drehwelle
$\xi$	thermische Zeitkonstante
$\xi$	Wicklungsfaktor, Kopplungsfaktor
$\xi_{\text{schr}}$	Schrägungsfaktor
$\xi_{\text{staff}}$	Staffelfaktor
$\rho$	Massendichte
$\rho$	Ladungsdichte
$\rho_{\text{el}}$	spezifischer elektrischer Widerstand
$\sigma$	Streukoeffizient
$\sigma$	mechanische Normalspannung
$\tau$	mechanische Schubspannung
$\tau$	Teilung
$\tau_n$	Nutteilung
$\tau_p$	Polteilung
$\varphi$	Phasenwinkel
$\varphi$	Winkelkoordinate
$\Phi$	magnetischer Fluss
$\chi$	Nutungsschub
$\omega$	Kreisfrequenz
$\Omega$	Winkelgeschwindigkeit

## Indizes

0	Bezugsgröße
1	Stator, Primärseite
2	Rotor, Sekundärseite
a	außen
Akt	Aktivteil
ana	analytisch
auf	aufgenommen
ax	axial

---

bW	Biege-Wechselfestigkeit
d	Längsachse, Längskomponente
eff	effektiv
el	elektrisch
ers	Ersatz
exz	Exzessverluste
fd	Erregergröße bei Synchronmaschinen
fe	Eisen
geo	geometrisch
hyst	Hystereseverluste
i	innen
i	induziert
klass	klassisch
LL	Leiter-Leiter
max	maximal, Maximum
mech	mechanisch
mess	gemessene Größe, Messung
min	minimal, Minimum
norm	normal
N	Bemessungsgröße
o	Oberwelle
prop	Propeller
PK	Polkern
PM	Permanentmagnet, permanentmagneterregt
PS	Polschuh
q	Querachse, Querkomponente
rad	radial
ref, REF	Referenz
RP	Rechteckfeldpol
s	Schrägung, Staffelung
schl	geschlitzt, Schlitz
schr	schräg, Schrägung
schW	Schwell-Wechselfestigkeit
SP	Sinusfeldpol
staff, STAFF	gestaffelt, Staffelung
STS	Streusteg

---

tang	tangential
tW	Torsions-Wechselfestigkeit
v	Verluste
vM	<i>von Mises</i>
voll	Vollmaterial
vu	Ummagnetisierungsverluste
vw	Wicklungsverluste
wb	Wirbelstrom, Wirbelstromverluste
zdW	Zug-Druck-Wechselfestigkeit
zf	zentrifugal

# Abkürzungsverzeichnis

3D	dreidimensional
AF	Additive Fertigung, additiv gefertigt
AMFM	additiv gefertigtes Funktionsmuster
CAD	computer-aided design (engl.)
Co	Kobalt
DIN	Deutsches Institut für Normung
Fe	Eisen
FE	Finite Elemente
Gen	Generation
IAL	Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik der Leibniz Universität Hannover
KAt	Lehrstuhl für Konstruktions- und Antriebstechnik der Universität Paderborn
LWK	Lehrstuhl für Werkstoffkunde der Universität Paderborn
NdFeB	Neodym-Eisen-Bor
Pk	Prüfkörper
PM	Permanentmagnet, permanentmagneterregt
PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
REF	Referenzmodell, Referenzrotor, Referenzmaschine
Si	Silizium
SLM	selective laser melting (engl.), selektives Laserstrahlschmelzen
SMC	soft magnetic composite (engl.)
SPSM	Schenkelpolsynchronmaschine
STAFF	gestaffeltes Modell, gestaffelter Rotor
SWOT	strengths, weaknesses, opportunities, threats (engl.)
THD	total harmonic distortion (engl.)
TRL	technology readiness level (engl.)
V	Vanadium
VDI	Verein Deutscher Ingenieure
VPSM	Vollpolsynchronmaschine
WB	wärmebehandelt
WLTP	worldwide harmonized light-duty vehicles test procedure (engl.)

# 1 Einleitung

Die Additive Fertigung – gemeinhin auch als 3D-Druck bezeichnet – gilt branchenübergreifend insbesondere für den Innovations- und Wirtschaftsstandort Deutschland als eine der Schlüsseltechnologien des 21. Jahrhunderts. Dank der schichtweisen Herstellung additiv gefertigter Bauteile und der damit einhergehenden freien Gestaltungsmöglichkeiten in allen drei Raumrichtungen können Bauteile nahezu jede denkbare Geometrie annehmen. So können komplexe Geometrien, wie z.B. Fachwerkstrukturen oder bionische Gebilde, oder funktionserweiternde Effekte, wie z.B. besondere Struktureigenschaften oder Wärmetransportwege, ohne formgebende Werkzeuge direkt während der Produktion in das Bauteil implementiert werden [1, 2].

Mit Blick auf den Elektromaschinenbau mit seiner mehr als 100-jährigen Geschichte wird deutlich, dass insbesondere der technologische Fortschritt bei der additiven Verarbeitung von metallischen Werkstoffen, der sog. Metalladditiven Fertigung, eine Neubewertung der teils jahrzehntelang gültigen Gestaltungsprämissen für elektrische Maschinen erlaubt. Existierende, für konventionelle Fertigungstechnologien gültige Konstruktionsrichtlinien und Produktionsbeschränkungen können dadurch erweitert werden.

Zur Erforschung der Metalladditiven Fertigung im Elektromaschinenbau bietet sich grundsätzlich die Untersuchung dreidimensionaler Effekte an. In klassischen Radialflussmaschinen führt dies aufgrund der naturgemäß vorteilhaften Orthogonalität von Stromdichte und magnetischer Flussdichte zur Entwicklung einer bestimmten Drehmomentdichte auf Phänomene, welche insbesondere in axialer Richtung auftreten. Dreidimensionale Effekte sind demnach z.B. die Schrägung zur Verringerung von Rastmomenten, die Ausbreitung von Wirbelströmen in weichmagnetischen Komponenten, die Implementierung von Kühlkanälen oder das ausquellende Luftspaltfeld im axialen Endbereich des Aktivteils.

In der vorliegenden Arbeit wird die vorteilhafte Nutzung der dreidimensionalen Gestaltungsfreiheit am Beispiel von Rotoren permanentmagneterregter Synchronmaschinen (PM-Rotoren) erforscht, welche sich für die Herstellung mittels Metalladditiver Fertigung anbieten. Insbesondere wird dabei auf die Gestaltung des weichmagnetischen Rotoraktivteils eingegangen, für das die gestalterische Einschränkung auf einen zweidimensionalen Blechschnitt entfällt und sich somit zusätzliche Funktionen bzw. Effekte implementieren lassen. Auch die klassische Unterteilung zwischen dem Rotoraktivteil und der Welle wird bei der Additiven Fertigung von PM-Rotoren obsolet, da die Rotorwelle somit als zusammenhängendes, drehmomentübertragendes Bauteil aufgefasst werden kann.

Ziel dieser Arbeit ist, die Potentiale der Metalladditiven Fertigung von PM-Rotoren herauszuarbeiten, diese systematisch an konkreten Beispielen zu erforschen und daraus letztlich Handlungsempfehlungen zur vorteilhaften dreidimensionalen Gestaltung des Rotoraktivteils abzuleiten. Dabei werden elektromagnetische, thermische und mechanische Herausforderungen, die sich während des Gestaltungsprozesses von additiv gefertigten PM-Rotoren ergeben, diskutiert und mittels 3D-Finite-Elemente-Analyse und/oder an additiv gefertigten Prüfkörpern sowie einem additiv gefertigten Rotordemonstrator am Maschinenprüfstand quantifiziert und validiert.

Im folgenden Kapitel 2 wird dazu zunächst der Stand der Forschung zu metalladditiven Fertigungsverfahren und aktuell prozessierbaren metallbasierten Werkstoffen dargelegt und im Hinblick auf die Einsatzmöglichkeiten im Elektromaschinenbau eingeordnet. Wie im späteren Verlauf der Arbeit dargelegt, bietet sich zur Herstellung metallischer Bauteile das *Laserstrahlschmelzen* an, mit dem Bauteile hoher Qualität fertigbar sind, welche jedoch nur aus einem einzelnen Werkstoff bestehen können. Auch eine Isolierung einzelner Schichten innerhalb der gefertigten Komponente ist bis dato nicht in der nötigen Qualität möglich, weshalb zunächst PM-Rotoren für die Metalladditive Fertigung fokussiert werden, in denen eine konventionelle Blechung – im Gegensatz zum Stator – nicht zwingend notwendig ist.

Im Rahmen dieser Arbeit soll unter anderem die rotorseitige Schrägung des weichmagnetischen Aktivteils untersucht werden, ohne auf eine Staffelung, also eine Verdrehung des gesamten Rotorquerschnitts inkl. der Magnete in diskreten Winkeln zueinander, zurückzugreifen. Da Magnete wirtschaftlich oft nur in Rechteck- oder Zylinderformen zur Verfügung stehen und bis dato additiv gefertigt noch nicht die nötige Qualität aufweisen, sollen die Magnete und die Magnettaschen axial gerade verbleiben, was auf ein um die Magnettaschen herum tordiertes weichmagnetisches Rotorkern hinausläuft. Hier zeigt sich ein Vorteil der Metalladditiven Fertigung, mithilfe derer die Produktion einer solchen Aktivteilgeometrie leicht möglich ist. Die Herstellung eines tordierten Rotoraktivteils aus herkömmlich gestanzten oder gelaserten Einzelblechen würde einen individuellen Querschnitt für jedes einzelne Blech erfordern. Die Umsetzung einer rotorseitigen Schrägung bei gleichzeitig axial geraden Magnettaschen bedingt eine Rotorbauform mit vergrabenen Magneten. Der relativ kleine Luftspalt in permanentmagneterregten Synchronmaschinen (PMSM) kleiner Leistung in Verbindung mit einem massiven, ungeblechten Rotoraktivteil führt jedoch zu unerwünschten Wirbelstromverlusten auf der Rotoroberfläche. Ein weiterer Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit beinhaltet daher Untersuchungen zur Verringerung dieser Wirbelstromverluste durch eine mögliche dreidimensionale Strukturierung bzw. Schlitzung der Rotoroberfläche (Kapitel 3). Dabei werden die Auswirkungen verschiedener Schlitzmuster zunächst theoretisch hergeleitet und im Anschluss anhand von additiv gefertigten Prüfkörpern messtechnisch validiert.

Die für das Verständnis der Arbeit notwendige Theorie, insbesondere zur mathematischen Beschreibung und zur technischen Wirkung von Oberfeldern in PMSM, ist grundlegend im Kapitel 4 dargestellt. Es sei bereits an dieser Stelle angemerkt, dass die Grundlagen zur Dreh- und Oberfeldtheorie als bekannt vorausgesetzt werden und bei Bedarf der einschlägigen Literatur (z.B. [3, 4]) entnommen werden können.

Dem schließt sich im Kapitel 5 eine systematische Untersuchung der Schrägungswirkung bei axial geraden Magneten an, im Rahmen derer die Auswirkungen verschiedener Geometrie- parameter auf den magnetischen Kreis und das Betriebsverhalten erläutert werden. Zudem werden mögliche Zielkonflikte, die sich bei der Konstruktion oder im Zusammenhang mit der Strukturmechanik ergeben können, aufgezeigt. Die magnetischen und die strukturmechanischen Auswirkungen der Dimensionierung, der Herstellung und der messtechnischen Untersuchung einer solchen Geometrie sind ausführlich in den Kapiteln 6 und 7 beschrieben.

Die am Beispiel kleiner Servomotoren gewonnenen Erkenntnisse zur vorteilhaften Nutzung der Metalladditiven Fertigung werden anschließend auf zwei weitere Anwendungsbereiche des Elektromaschinenbaus übertragen. Im Kapitel 8 wird dazu anhand von zwei Anwendungsstudien diskutiert, inwieweit die Additive Fertigung vorteilhaft in Rotoren großer Synchronmaschinen sowie in PMSM für elektrische Flugantriebe genutzt werden kann.

Schließlich werden in Kapitel 9 Handlungsempfehlungen zur Dimensionierung und Gestaltung von additiv gefertigten PM-Rotoren abgeleitet und formuliert, um so bestehende Gestaltungs- richtlinien von PM-Rotoren – zumindest ein Stück weit – neu zu definieren.

## 2 Additive Fertigung im Elektromaschinenbau

Es existieren eine Vielzahl von Fach- und Lehrbüchern, in denen sehr ausführliche Informationen zu Systematiken, Fertigungsverfahren, Anwendungsgebieten, Möglichkeiten und Grenzen, Konstruktionsrichtlinien, Wirtschaftlichkeit und Trends zur Additiven Fertigung zu finden sind. Im Folgenden wird deshalb eine Auswahl von einschlägiger Literatur gegeben, auf der die in diesem Kapitel beschriebenen Zusammenhänge basieren:

- *Gibson et. al.*: Additive Manufacturing Technologies, 2010 [5]
- *Breuninger et al.*: Generative Fertigung mit Kunststoffen, 2012 [6]
- *Witt et. al.*: Neue Entwicklungen in der Additiven Fertigung, 2015 [7]
- *Thompson et. al.*: Design for Additive Manufacturing, 2016 [8]
- *Gebhardt et. al.*: Additive Fertigungsverfahren, 2017 [9]
- *Gebhardt et. al.*: Produktgestaltung für die Additive Fertigung, 2019 [10]
- *Wohlers et. al.*: Additive Manufacturing and 3D Printing: State of the Industry, 2019 [1]
- *Lachmeyer et. al.*: Konstruktion für die Additive Fertigung, 2020 [2]

Additive Fertigungsverfahren zeichnen sich durch einen schichtweisen Aufbau des Bauteils aus und sind somit nicht eindeutig einem der klassischen Fertigungsverfahren nach DIN 8580, wie z.B. Urformen, Umformen oder Fügen, zuzuordnen. Es bietet sich vielmehr an, die additiven Fertigungsverfahren dem Namen entsprechend in erster Linie von den subtraktiven (z.B. Fräsen) und den formativen (z.B. Umformen) Verfahren abzugrenzen. Hinsichtlich der Anwendungsebene kann zudem noch unterschieden werden zwischen der Additiven Fertigung von Prototypen und Konzeptmodellen (engl.: *Rapid Prototyping*), der Additiven Fertigung von Werkzeugen (*Rapid Tooling*) und der Additiven Fertigung von Endprodukten (*Rapid Manufacturing*) [9, 11]. Interessanterweise wurde das erste additive Fertigungsverfahren, die *Stereolithografie*, bereits 1984 zum Patent angemeldet [12], und das als „klassischer“ 3D-Druck bekannte *Binder Jetting* folgte 1986 [13].

Im folgenden Abschnitt wird zunächst ein Überblick über die metalladditiven Fertigungsverfahren und die prozessierbaren Werkstoffe sowie ihre Anwendbarkeit im Elektromaschinenbau gegeben. Danach wird ausführlich der Stand der Forschung, insbesondere zu bis dato additiv gefertigten metallischen Komponenten im Elektromaschinenbau, dargelegt, um daraus die Einsatzmöglichkeiten und Herausforderungen, die sich bei der Implementierung der Metalladditiven Fertigung im Elektromaschinenbau ergeben, abzuleiten.

## 2.1 Fertigungstechnologien

Laut aktuellem Normentwurf [14] und der Trendforschung in [15] können additive Fertigungsverfahren in sieben Kategorien eingeteilt werden, von denen in Abb. 2.1 die fünf Ansätze dargestellt sind, die sich zur additiven Verarbeitung metallischer Werkstoffe eignen.

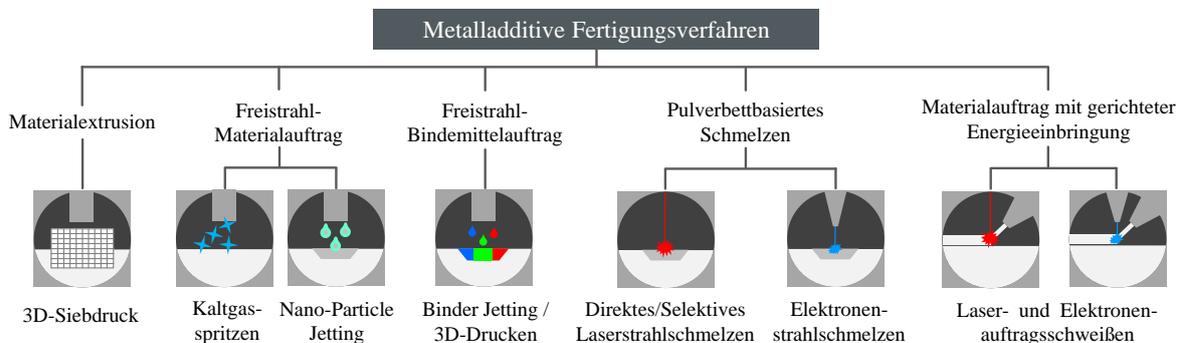


Abbildung 2.1: Systematisierung der metalladditiven Fertigungsverfahren (nach [16])

Die erste Möglichkeit stellen die **Freistrahlmaterialeauftrags-Verfahren** dar, bei denen verdünte Metallpartikel schichtweise aufgesprüht werden. Ein Beispiel ist das sog. *Kaltgasspritzen*, bei dem ein erhitztes Gas (z.B. Helium) in einer Lavaldüse zunächst auf sehr hohe Geschwindigkeit beschleunigt wird. Die dann in den Gasstrahl injizierten und dadurch ebenfalls stark beschleunigten Metallpartikel werden mit hoher Geschwindigkeit auf die Zielgeometrie geschossen, mit der sie dann aufgrund der hohen kinetischen Energie beim Auftreffen verschmelzen [17]. Ein weiteres Beispiel stellt das *Nano-Particle Jetting* dar, bei dem eine mit Metallpartikeln versetzte Suspension, ähnlich der Funktionsweise eines Tintenstrahldruckers, aufgesprüht wird. Nachteilig wirkt sich die räumliche Auflösung des Freistrahls aus, die primär von der Größe der Düse begrenzt wird. Obgleich die Entwicklung immer kleinerer Düsen diesbezüglich in Zukunft kleinere Maßabweichungen erwarten lässt, liegt die minimale Auflösung aktuell im Bereich von ca. 1 mm [18].

Beim **Materialeauftrag mit gerichteter Energieeinbringung** wird im Gegensatz dazu ein Metallpulver oder -draht direkt nach Abscheiden aus einer Düse aufgeschmolzen und mit dem bereits vorhandenen Bauteil verschmolzen. Beispiele dafür sind das *Laser-* oder das *Elektronenauftragungsschweißen*. In [19] wurde die Verarbeitung von Eisen mittels *Laserauftragungsschweißen*

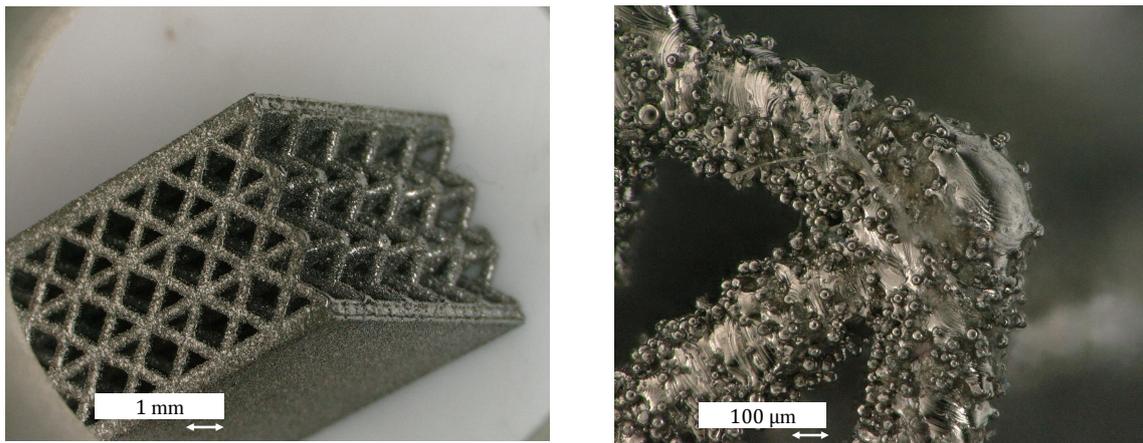
und *Laserstrahlschmelzen* verglichen. Es zeigte sich, dass beim *Laserauftragsschweißen* eine im Vergleich geringere Auflösung realisiert werden konnte und die gefertigten Bauteile zudem eine geringere mechanische Festigkeit aufwiesen.

Werden zum lokalen Verkleben von Metallpartikeln Additive oder Binder aufgetragen, spricht man von **Freistrah-Bindemittelauftrags-Verfahren**. Beim bereits oben erwähnten *Binder Jetting* fährt ein Druckkopf über ein Metallpulverbett und verklebt die Metallpartikel schichtweise. Im Nachgang wird der Großteil des Binders mithilfe eines Sinterprozesses aus dem Bauteil entfernt. Ein entscheidender Nachteil gegenüber den anderen vorgestellten Fertigungsansätzen stellt die Verwendung von (nicht-metallischem) Binder dar. Da während des Bauprozesses lediglich der Binder selbst aufgeschmolzen wird und die Metallpartikel miteinander verklebt, sind sowohl die mechanischen Eigenschaften als auch die weichmagnetischen Eigenschaften schlechter als bei den Verfahren, bei denen die Metallpartikel direkt miteinander verschmolzen werden. Insbesondere bei kleinen Abmessungen sind die Dichte geringer (bis zu ca. 75 %) und die Formabweichungen höher als bei den anderen metalladditiven Fertigungsverfahren [20]. Aus fertigungstechnischer Sicht scheint eine Eignung des *Binder Jettings* für den Elektromaschinenbau prinzipiell möglich, eine sorgfältige Prüfung der Festigkeits- und Funktionsanforderungen ist jedoch zu empfehlen.

Ähnlich den Freistrah-Bindemittelauftrags-Verfahren werden beim **Sintern weichmagnetischer Pulververbundwerkstoffe** (Soft Magnetic Composite, sog. SMC-Materialien) ebenfalls mit nicht-magnetischem Verbundmaterial ummantelte Metallpartikel verarbeitet. Da diese jedoch durch Pressen in Form gebracht und daraufhin gesintert werden, wird dieses Herstellungsverfahren nicht der Additiven Fertigung zugeordnet. Die gesinterten SMC-Bauteile weisen ebenfalls verringerte mechanische und weichmagnetische Eigenschaften [21, 22] auf.

Eine weitere Verfahrensgruppe stellen die sog. **Materialextrusions-Verfahren** dar, deren wohl bekanntestes Beispiel der *3D-Siebdruck* ist. Dieses Verfahren zeichnet sich dadurch aus, dass eine Druckpaste aus einem Metall-Binder-Gemisch durch eine Schablone gedrückt wird. In Kombination mit einer Wärmebehandlung lassen sich so filigrane Strukturen herstellen, mit denen auch die Erstellung von Komponenten elektrischer Maschinen möglich ist [23, 24, 25].

Im Gegensatz zu den binderbasierten Verfahren werden bei den **pulverbettbasierten Schmelzverfahren** die Metallpartikel selbst mit einem Laser- oder Elektronenstrahl lokal aufgeschmolzen. Das bekannteste Verfahren dieser Gruppe ist das direkte bzw. selektive *Laserstrahlschmelzen* (engl.: *selective laser melting*, SLM), bei dem Energie eines Hochleistungslasers auf die Oberfläche des Pulverbetts gelenkt wird. Beim *Laserstrahlschmelzen* können relative Dichten von über 99,9 % und sehr gute weichmagnetische Eigenschaften erreicht werden, so dass das *Laserstrahlschmelzen* aktuell das vielversprechendste additive Fertigungsverfahren für die Anwendung im Elektromaschinenbau darstellt. Zudem können mit dem Verfahren sehr filigrane Strukturen gefertigt werden. So ist z.B. in 2.2 ein Probekörper aus der im Abschnitt 2.2 näher dargestellten Eisen-Silizium-Legierung mit 2,9 % Silizium gezeigt, der eine additiv gefertigte Fachwerkstruktur enthält. Gut zu erkennen sind die einzelnen, nicht-verschmolzenen Pulverpartikel. In [26] wurden bereits minimale Wandstärken und Rundstab-Durchmesser von 0,2mm erreicht und Überhänge von bis zu 70° ohne abstützende Fase gefertigt.



(a) Teilausschnitt

(b) Nahaufnahme

**Abbildung 2.2:** Mikroskopaufnahmen eines additiv gefertigten Probekörpers aus einer Eisen-Silizium-Legierung;  
 (a) Teildarstellung des Probekörpers, der zwischen zwei festen Deckschichten die Fachwerkstruktur aufweist und  
 (b) Nahaufnahme einer Eckverbindung

Beim *Laserstrahlschmelzen* wird ein 3D-CAD-Modell des Bauteils zunächst softwaregestützt in Schichten definierter Dicke unterteilt, was unvermeidbar zu einem gewissen Treppeneffekt in Baurichtung führt. Der Bauprozess startet, indem der Beschichter eine Schicht des Metallpulvers auf der beheizten Bauplattform ablegt und der Laser die Regionen aufschmilzt, an denen in dieser Schicht massives Material entstehen soll. Ist die Belichtung der aktuellen Schicht beendet, wird die Bauplattform um die Schichtdicke abgesenkt, und der Beschichter trägt die nächste Lage Pulvermaterial auf. Das Bauteil wächst somit Schicht für Schicht in vertikaler Richtung. Der Bauraum ist meist gekapselt und mit Schutzgas gefüllt. Eine zusätzliche Bauraumheizung verringert unerwünschte Temperaturgradienten zwischen der Pulverbettoberfläche und der beheizten Bauplattform. Das nicht verschmolzene Pulver fungiert als zusätzliches Stützmaterial und verbleibt ebenfalls auf der Bauplattform, sodass am Ende der gesamte Bauraum mit dem Werkstoff gefüllt ist [5]. Abbildung 2.3 zeigt den Prozess der Fertigung mittels *Laserstrahlschmelzen* schematisch, wobei der Herstellungsprozess in drei Phasen unterteilt ist. Phase 1 beinhaltet die Erstellung und die Bemaßung eines CAD-Modells, das Konvertieren in eine fertigungsgerechte Gestalt sowie das Schichten des Bauteils. Dem schließt sich in Phase 2 die eigentliche Additive Fertigung an, an deren Ende sich das Bauteil im Bauraum, umschlossen von nicht geschmolzenem Pulver, befindet. In Phase 3 findet dann die Entfernung des überschüssigen Pulvers und der Stützstrukturen sowie die mögliche mechanische oder thermische Nachbehandlung statt. Obgleich jeder einzelne Prozessschritt Einfluss auf die Qualität des Bauteils hat, können die folgenden Bauteil- und Prozessparameter als besonders relevant für die Bauteilqualität aufgeführt werden:

#### a) Bauteilgeometrie

Bereits eine fertigungsgerechte Dimensionierung des Bauteils kann die Bauteilqualität erhöhen, indem einschlägige Konstruktionsrichtlinien zur Metalladditiven Fertigung für das *Laserstrahl-*

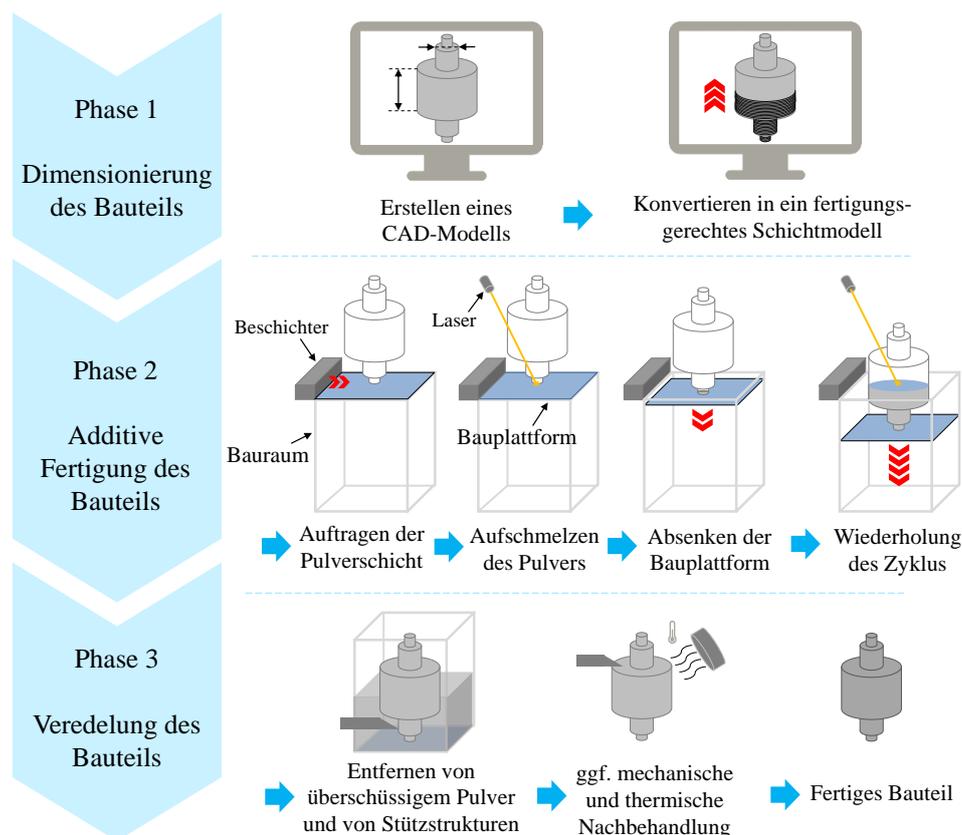


Abbildung 2.3: Herstellungsprozess beim *Laserstrahlschmelzen*

*schmelzen* beachtet werden [11, 27]. Dies beinhaltet beispielsweise die Berücksichtigung bestimmter minimaler Wandstärken oder die Implementierung von Überhängen ohne abstützende Fase. Auch der Treppeneffekt begrenzt die minimale Auflösung von Geometrien (z.B. Radien) in Baurichtung. Die für die Gestaltung von PM-Rotoren entscheidenden Konstruktionsrichtlinien werden im Abschnitt 2.3 noch einmal detailliert dargestellt.

### b) Pulverqualität

Der Begriff Pulverqualität beinhaltet in diesem Zusammenhang die genaue Zusammensetzung der Inhaltsstoffe, die Morphologie der Partikel, die Partikelgrößenverteilung und mögliche Verunreinigungen. Zur Realisierung einer möglichst kleinen Schichtdicke sollte das Pulver aus möglichst kleinen, sphärischen Partikeln gleicher Größe bestehen. Beim *Laserstrahlschmelzen* beispielsweise haben sich Partikelgrößen von  $10\mu\text{m}$  bis  $45\mu\text{m}$  als vorteilhaft erwiesen [28]. Ähnlich wichtig wie die Größe ist auch die Größenverteilung der Partikel. So sollte das Pulver aus möglichst gleich großen Partikeln bestehen, was auch die spätere Wahl der Belichtungsstrategie vereinfacht. Die Pulverqualität beeinflusst also entscheidend die Bauteilqualität [29].

### c) Schichtdicke

Die Schichtdicke beeinflusst direkt die maximale Auflösung des Bauteils in Baurichtung, den damit verbundenen Treppeneffekt und die Bauzeit. Je geringer die Schichtdicke ist, desto besser ist die Auflösung und desto länger ist die Bauzeit. Eine lange Bauzeit wiederum kann das Risiko

prozessbedingter Ausfälle erhöhen. In [28] und [30] wurden beispielsweise Schichtdicken von  $30\mu\text{m}$  bis  $50\mu\text{m}$  gewählt. Generell sollte zur Erhöhung der Bauteilqualität die Schichtdicke stets ein Vielfaches des durchschnittlichen Partikeldurchmessers betragen. Da sich auch die zum Aufschmelzen benötigte Energie mit der Schichtdicke erhöht, beeinflusst die Schichtdicke auch direkt die Belichtungsstrategie.

#### d) Belichtungsstrategie

Die Belichtungsstrategie beinhaltet insbesondere die Wahl der Prozessparameter Laserleistung, Laserfahrgeschwindigkeit und Laserfahrweg. Wird lokal mit einer hohen Laserleistung und/oder einer geringen Laserfahrgeschwindigkeit belichtet, erfährt der Werkstoff einen hohen Energieeintrag, und das Schmelzbad wird sowohl in Baurichtung als auch in der Ebene der Pulverbettoberfläche größer. Die Trajektorie des Lasers wird vor allem über den Hatchabstand bestimmt, der den Abstand zweier paralleler Belichtungswege beschreibt. Beim *Laserstrahlschmelzen* ist zudem üblich, die äußeren Konturbahnen oder mechanisch höher belastete Bereiche (z.B. die Bauteilhülle) mit erhöhtem Energieeintrag zu durchfahren. Wie bereits erwähnt, beeinflusst die Belichtungsstrategie ebenfalls die Bauzeit.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass aktuell die pulverbettbasierten Schmelzverfahren aufgrund der hohen realisierbaren Dichten sowie der Möglichkeit, sehr filigrane Strukturen zu generieren, den vielversprechendsten Ansatz darstellen, um Aktivteile elektrischer Maschinen zu produzieren. Zukünftig könnten allerdings insbesondere das *Laserauftragsschweißen* und das *Kaltgasspritzen* an Bedeutung gewinnen, sofern die Entwicklung der Komponenten, insbesondere der Düsen, weiter voranschreitet.

## 2.2 Weichmagnetische Materialien für die Additive Fertigung

Neben der Wahl des Fertigungsverfahrens und den prozessbedingten Randbedingungen ist die Verarbeitbarkeit der Materialien entscheidend für den Einsatz der Additiven Fertigung im Elektromaschinenbau. Um auch im Fall kleiner Servomotoren entsprechende Leistungsdichten zu erreichen, müssen die flussführenden Teile sehr gute weichmagnetische Eigenschaften aufweisen. Als „weichmagnetisch“ werden allgemein sowohl ferromagnetische Werkstoffe (z.B. Eisen, Kobalt, Nickel) als auch ferrimagnetische Werkstoffe (z.B. Ferrite) bezeichnet, die in erster Linie eine kleine Koerzitivfeldstärke  $H_c$  und eine hohe relative Permeabilität  $\mu_r$  aufweisen. Werden zudem hohe Sättigungspolarisationen und geringe Ummagnetisierungsverluste angestrebt, scheinen Eisen-Silizium- oder Eisen-Kobalt-Legierungen aufgrund der homogenen, kristallinen Struktur alternativlos. Elektrobleche für elektrische Maschinen haben in der Regel einen Silizium-Anteil von maximal 3,2 % oder – im Hochleistungsbereich – einen Kobalt-Anteil von 50 % (als FeCo50) bzw. 49 % mit zusätzlich 2 % Vanadium (FeCo49V2). Eine Erhöhung des Siliziumgehalts würde zwar eine weitere Verringerung des spezifischen elektrischen Widerstands bewirken, lässt das Material allerdings spröder werden und erschwert die herkömmliche Verarbeitung mittels Walzen oder Stanzen. Das theoretische Optimum weichmagnetischer Eigenschaften für eine Eisen-Silizium-Legierung liegt bei einem Silizium-Gehalt von ca. 6,5 %

bzw. bei einem Kobalt-Gehalt von 50 % [31, 32]. Die Verringerung von Wirbelstromeffekten aufgrund der höheren elektrischen Leitfähigkeit von Eisen-Kobalt-Legierungen wird meist über eine Verringerung der Blechdicke oder die Zugabe von weiteren Legierungselementen realisiert [33, 34]. Je nach Anforderung gibt es am Markt eine Vielzahl von herkömmlich gefertigten Elektroblechen unterschiedlicher Koerzitivfeldstärken  $H_c$ , Sättigungspolarisationen  $J_s$ , Maximalpermeabilitäten  $\mu_{r,\max}$ , Zugfestigkeiten  $R_m$  und Verlustkennwerten  $p_{vu}$ . Allgemein erreichen hochwertige Elektrobleche Maximalpermeabilitäten von  $\mu_{r,\max} > 8000$ , Koerzitivfeldstärken von  $H_c < 50 \text{ A m}^{-1}$  und Sättigungspolarisationen von  $J_s > 2 \text{ T}$ , wobei mit  $\mu_r$  die relative Permeabilität gemäß

$$\mu_r = \frac{B}{H \cdot \mu_0} \quad (2.1)$$

gemeint ist.

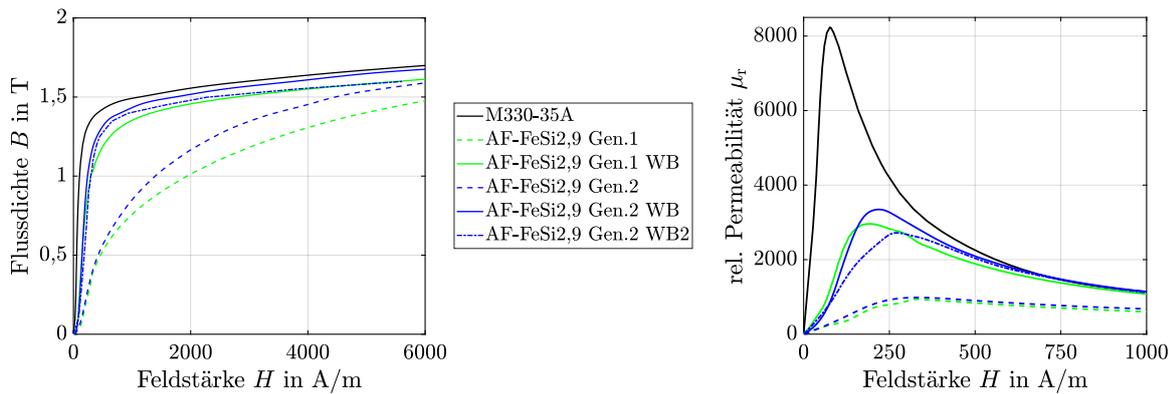
Für die Verarbeitung mit den Freistrah-Materialauftrags-Verfahren sind eine Reihe von Metallen und Metalllegierungen verfügbar. Nach [35] und [36] können z.B. mit dem *Kaltgasspritzen* unter anderem Aluminium, Kupfer und Eisen sowie deren Legierungen verarbeitet werden. Auch mit den Materialauftrags-Verfahren mit gerichteter Energieeinbringung lassen sich eine Vielzahl von Metallen verarbeiten [37]. Anwendungen, bei denen explizit ferromagnetische Eigenschaften von mit einem der beiden Verfahren hergestellten Bauteilen untersucht wurden, sind hingegen bis dato nicht bekannt. In [38] konnte mittels *Binder Jetting* eine Eisen-Silizium-Legierung mit 3,0 % Silizium in Form dünner Streifen verarbeitet werden, welche eine Maximalpermeabilität von  $\mu_{r,\max} > 5000$  und eine Sättigungspolarisation von  $J_s \approx 1,3 \text{ T}$  erreichte. In [41] werden SMC-Materialien und Ferritkerne vorgestellt, welche  $J_{s,\text{SMC}} = 1,7 \text{ T}$  und  $\mu_{r,\max,\text{SMC}} = 350$  bzw.  $J_{s,\text{Ferr}} = 0,5 \text{ T}$  und  $\mu_{r,\max,\text{Ferr}} = 5000$  erreichten und somit nicht gleichzeitig die beiden Anforderungen nach hoher Sättigungspolarisation und hoher Maximalpermeabilität erfüllen.

Das vielversprechendste additive Fertigungsverfahren scheint auch aus materialwissenschaftlicher Sicht das *Laserstrahlschmelzen* zu sein. In Tab. 2.1 sind beispielhaft Kennwerte hochwertiger Elektrobleche im Vergleich zu den im Rahmen der vorliegenden Arbeit erforschten, mittels *Laserstrahlschmelzen* additiv verarbeiteten weichmagnetischen Werkstoffen dargestellt. Die zugehörigen Magnetisierungskennlinien und Verläufe der relativen Permeabilitäten der Eisen-Silizium-Legierungen sind in Abb. 2.4 und Abb. 2.5, und die der Eisen-Kobalt-Legierungen in Abb. 2.6 dargestellt. Die Kennlinien der additiv verarbeiteten Materialien (Abk.: AF) wurden messtechnisch mithilfe von Ringkernprüfkörpern (Durchmesser 50 mm, Querschnittsfläche  $5 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$ ) bestimmt. Im Fall der Eisen-Silizium-Legierung ist zu erkennen, dass insbesondere das wärmebehandelte (Abk.: WB) Eisen-Silizium mit 2,9 % Silizium (kurz: FeSi2,9) der 2. Generation (Gen.2) bereits gute weichmagnetische Eigenschaften aufweist. Der Begriff der Generation wird in der vorliegenden Arbeit lediglich zur Abgrenzung unterschiedlicher Chargen der gleichen Legierungen verwendet. Im Fall der Eisen-Silizium-Legierung mit 6,5 % Silizium (FeSi6,5) können eine Erhöhung der Maximalpermeabilität und die – auch in [42] nachgewiesene – Verringerung der Sättigungspolarisation mit steigendem Siliziumgehalt beobachtet werden. Die Auswirkungen unterschiedlicher Wärmebehandlungen auf die Festigkeitskennwerte und auf die Maximalpermeabilität der untersuchten Werkstoffe ist in Tab. 2.2 aufgeführt.

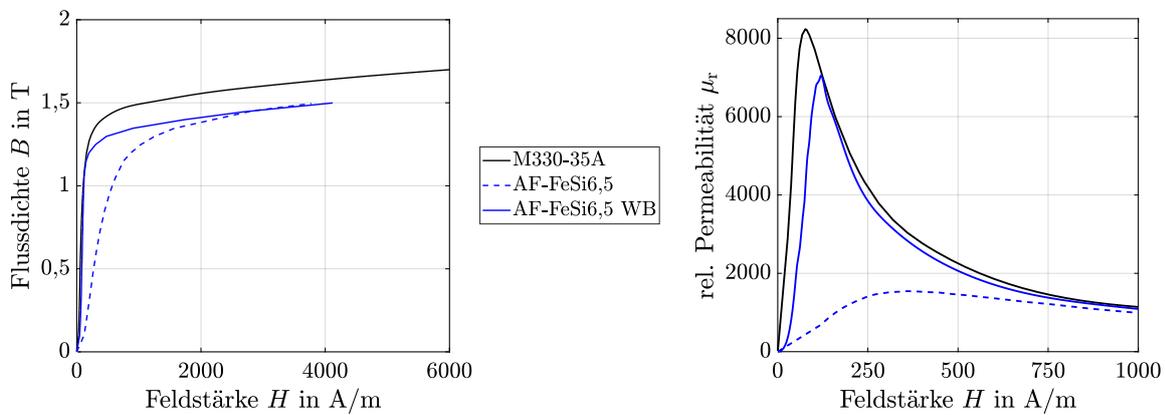
**Tabelle 2.1:** Kennwerte weichmagnetischer Werkstoffe im Vergleich zu am LWK untersuchten, mittels *Laserstrahlschmelzen* hergestellten weichmagnetischen Werkstoffen; als Vergleich dienen ein M330-35A-Standardelektroblech sowie ein hochwertiges Eisen-Kobalt-Vanadium-Blech [26, 28, 39, 40]

	FeSi2,9 Elektro- blech	FeSi2,9 additiv gefertigt	FeSi6,5 additiv gefertigt	FeCo49V2 Elektro- blech	FeCo50 additiv gefertigt
Materialstärke $d$ in mm	0,35	massives Material	massives Material	0,20	massives Material
Koerzitiv- feldstärke $H_c$ in A/m	< 50	116	287	35	357
Sättigungs- polarisation $J_s$ in T	2,0	1,8	1,5	2,3	2,2
Maximal- permeabilität $\mu_{r,max}$	ca. 8200	ca. 3350	ca. 7050	ca. 17500	ca. 1730
spez. elektr. Widerstand $\rho_{el}$ in $\mu\Omega m$	0,42	0,45	n.a.	0,40	0,07
spezifische Ummagnetisie- rungsverluste bei 1 T und 50Hz $p_{vu}$ in W/kg	1,43	14,71	7,01	0,82	71,3

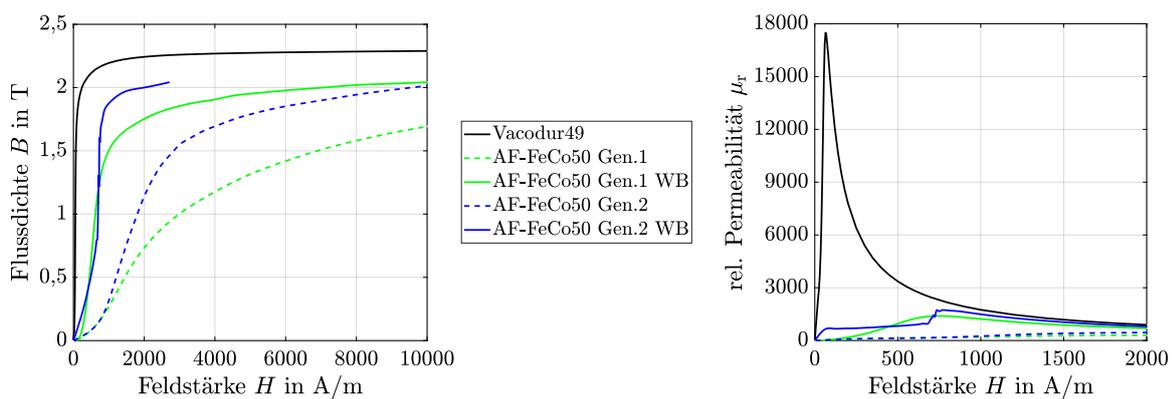
Im Fall der additiv verarbeiteten Eisen-Kobalt-Legierungen werden typische Sättigungspolarisationen von mehr als 2T erreicht. Die ermittelten Maximalpermeabilitäten sind im Vergleich zum hochwertigen Elektroblech jedoch deutlich geringer. Dies kann durch die erhöhte elektrische Leitfähigkeit des massiven FeCo50-Ringkerns und die daraus resultierenden erhöhten felddämpfenden Wirbelströme im Vergleich zu einem geblechten FeCo49V2-Kern erklärt werden. In Abb. 2.6 ist zu erkennen, dass die Messungen des AF-FeCo50 Gen.2 WB im Bereich  $H < 750$  A/m Unstetigkeiten aufweisen, die auf den Messaufbau zurückzuführen sein könnten. Der Verlauf von AF-FeCo50 Gen.2 WB im Bereich  $H > 750$  A/m lässt vermuten, dass ohne diese Unstetigkeiten ggf. höhere Maximalpermeabilitäten erreicht worden wären. Dass grundsätzlich auch höhere Maximalpermeabilitäten bei Eisen-Kobalt-Legierungen möglich sind zeigt z.B. [34], wo eine additiv gefertigte FeCo49V2-Legierung  $\mu_{r,max} = 17000$  erreicht hat. Weitere vielversprechende Ansätze sind z.B. in [43] und [44] veröffentlicht, wo mittels *Laserstrahlschmelzen* verarbeitete FeSi6,5- bzw. FeSi6,9-Legierungen sogar Maximalpermeabilitäten von  $\mu_{r,max} = 24000$  bzw.  $\mu_{r,max} = 31000$  erreichten, was jedoch nur an sehr kleinen Prüfkörpern mit einer Höhe von 2 mm bzw. 5 mm gezeigt wurde.



**Abbildung 2.4:** Vergleich der Magnetisierungskennlinien von Eisen-Silizium-Legierungen mit 2,9 % Silizium [Daten: LWK]; gut zu erkennen ist der Einfluss der jeweiligen Wärmebehandlungen (Abk.: WB) im Vergleich zum „as-built“-Zustand



**Abbildung 2.5:** Vergleich der Magnetisierungskennlinien von Eisen-Silizium-Legierungen mit 6,5 % Silizium [Daten: LWK]; ebenfalls ist der Einfluss der Wärmebehandlungen im Vergleich zum „as-built“-Zustand erkennbar



**Abbildung 2.6:** Vergleich der Magnetisierungskennlinien der Eisen-Kobalt-Legierungen [Daten: LWK]; insbesondere sind die Unstetigkeiten im Fall des AF-FeCo50 Gen.2 WB im Bereich  $H < 750$  A/m zu erkennen

**Tabelle 2.2:** Einfluss nachgeschalteter Wärmebehandlungen auf die am LWK untersuchten, additiv gefertigten Eisen-Silizium- und Eisen-Kobalt-Prüfkörper [26, 28]

	Temperatur	Haltdauer	Härte	$R_m$	$\mu_{r,max}$
FeSi2,9 Gen.1	-	-	n.a.	n.a.	973
FeSi2,9 Gen.1 WB	900°C	4 Std.	n.a.	n.a.	2960
FeSi2,9 Gen.2	-	-	207 HV	402 MPa	975
FeSi2,9 Gen.2 WB	850°C	2 Std.	n.a.	n.a.	3350
FeSi2,9 Gen.2 WB2	1100°C	10 Std.	179 HV	379 MPa	2780
FeSi6,5	-	-	373 HV	162 MPa	1545
FeSi6,5 WB	1200°C	2 Std.	361 HV	610 MPa	7055
FeCo50 Gen.1	-	-	n.a.	710 MPa	293
FeCo50 Gen.1 WB	900°C	4 Std.	n.a.	n.a.	1470
FeCo50 Gen.2	-	-	250 HV	694 MPa	455
FeCo50 Gen.2 WB	1200°C	4 Std.	202 HV	n.a.	1729

Grundsätzlich lässt sich festhalten, dass die Ergebnisse eines messtechnischen Vergleichs zwischen massiven, additiv gefertigten Ringkernen und geblechten Ringkernen mit Vorsicht zu betrachten sind. Da sowohl die Sättigungsflussdichte als auch die Maximalpermeabilität signifikant von der Wärmebehandlung, der Prüfkörperform und der gewählten Messmethode abhängen, ist für einen Vergleich stets die Angabe aller dieser Parameter notwendig. Dies ist insofern von Bedeutung, als es für die Additive Fertigung von Komponenten elektrischer Maschinen wichtig ist, dass das Material in Kombination mit einem geeigneten Prozessparametersatz zusätzlich zu den magnetischen Eigenschaften auch den mechanischen Belastungen genügt und selbst bei Bauhöhen von mehreren 100 mm möglichst nicht zu Heißrissen neigt. Heißrisse an den Korngrenzen sind ein verbreitetes Fehlerbild in additiv gefertigten Bauteilen und entstehen aufgrund ungleichmäßiger Abkühlung des Bauteils oder aufgrund ungleichmäßiger Energieeinbringung während des Herstellprozesses [45]. Daher kann es durchaus sein, dass magnetisch optimale Prozessparameter aus mechanischer Sicht ungenügend sind, sodass insbesondere für die Additive Fertigung von Rotoren diesbezüglich ein Kompromiss anzustreben ist.

Als Ergebnis von Prozessparameterstudien wurden für die in Tab. 2.1 gezeigten additiv verarbeiteten weichmagnetischen FeSi2,9-, FeSi6,5- und FeCo50-Legierungen maximale relative Dichten von 99,98 %, 99,98 % und 99,99 % erreicht [26, 28]. Das massive Material ist also praktisch frei von Fehlstellen. Die Zugfestigkeiten wurden messtechnisch anhand von (in stehender Position) additiv gefertigten Zugproben ermittelt. Die mechanischen Kennwerte für FeSi2,9 entsprechen denen gewöhnlicher Elektroleche, wohingegen die Werte für FeSi6,5 und FeCo50 diese sogar deutlich übertreffen. Die Wärmebehandlung kann zu einer Verringerung der inneren mechanischen Spannungen und zu einer Erhöhung der Zugfestigkeit führen, sofern mit der Wärmebehandlung eine Veränderung der Gefügestruktur erreicht wird. Dass dies im vorliegenden Fall teilweise gelungen ist, zeigt ebenfalls Tab. 2.2, bei Betrachtung der Spalte  $R_m$ , in der die Änderung der Zugfestigkeit im Vergleich zum „as-built“-Zustand zu erkennen ist.

Alles in allem kann gesagt werden, dass bis zum heutigen Tage lediglich mittels *Laserstrahlschmelzen* mit anschließender Wärmebehandlung weichmagnetische Werkstoffe erfolgreich verarbeitet werden konnten, welche sowohl den magnetischen als auch den mechanischen Anforderungen an flussführende Komponenten elektrischer Maschinen genügen.

## 2.3 Konstruktive Aspekte

Neben der Funktionalität stellt insbesondere die Ausfallsicherheit eine kritische Dimensionierungsgröße für Rotoren elektrischer Maschinen dar. Im Bereich der Additiven Fertigung ist stets eine zeit- und materialsparende Herstellung des Bauteils anzustreben, da die Menge des zu verarbeitenden Materials in direktem Zusammenhang mit der Bauzeit und somit letztlich auch mit der Prozess- und Ausfallsicherheit des Bauteils steht. Eine Robustheit gegenüber äußeren mechanischen Belastungen oder material- und prozessbedingter Qualitätsminderung kann darüber erlangt werden, an mechanisch kritischen Stellen im Bauteil mehr Material einzubringen, als eigentlich zur Funktionserfüllung nötig wäre. Bevor einige Gedanken zum Leichtbau in PM-Rotoren und zur Konstruktion metalladditiv gefertigter Bauteile diskutiert werden, sollen im Folgenden zunächst einige Grundlagen der Festigkeitslehre dargestellt und die mechanisch kritischen Regionen in PM-Rotoren identifiziert werden.

### 2.3.1 Mechanische Spannungen in PM-Rotoren

Wenn innere mechanische Spannungen lokale plastische oder übermäßige elastische Verformungen im Rotoraktivteil zur Folge haben, führt dies in den meisten Fällen zur Zerstörung des Rotors. Die einzelnen Abschnitte des Aktivteils sind daher so zu dimensionieren, dass in keinem zu erwartenden Betriebszustand kritische mechanische Spannungen auftreten. Die Ursache der mechanischen Spannungen stellen in erster Linie (äußere) Belastungen dar, welche in Zug-, Druck-, Biegungs-, Schub- und Torsionsbeanspruchungen resultieren. Die Beanspruchungen resultieren dabei entweder aus der Montage (z.B. eine Presspassung eines Rotoraktivteils auf einer Welle) oder aus dem Betrieb (z.B. die Fliehkraftbelastung bei Rotation). Weiterhin führen insbesondere in additiv gefertigten Bauteilen die Temperaturverteilung bzw. die Temperaturdifferenz während der Herstellung, die fortschreitende Aushärtung während der Abkühlung oder korrosive Umgebungen zu mechanischen Spannungen.

Jede auf das Bauteil wirkende Spannung kann wiederum in eine senkrecht zur Bezugsebene wirkende Normalkomponente  $\sigma$  und eine tangential zur Bezugsebene wirkende Tangentialkomponenten  $\tau$  zerlegt und mithilfe des Spannungstensors

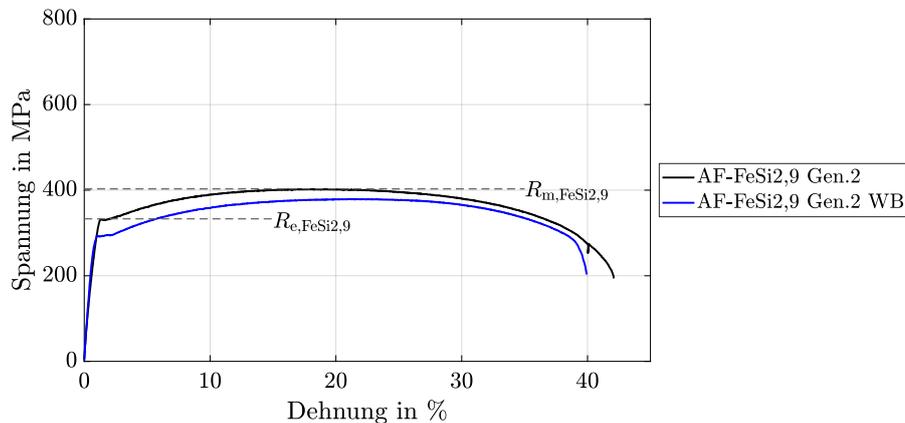
$$\sigma = \begin{pmatrix} \sigma_{xx} & \tau_{xy} & \tau_{xz} \\ \tau_{yx} & \sigma_{yy} & \tau_{yz} \\ \tau_{zx} & \tau_{zy} & \sigma_{zz} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

dargestellt werden. Gemäß dem *Hookeschen* Gesetz

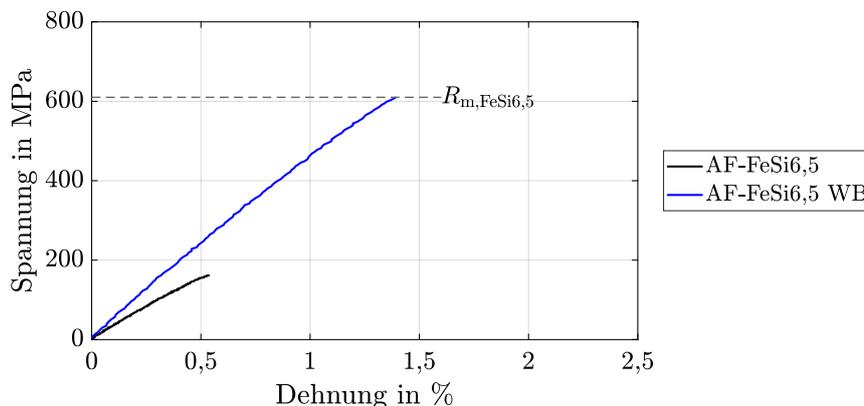
$$\sigma = E \cdot \varepsilon_{\text{norm}} \quad \text{bzw.} \quad \tau = G \cdot \varepsilon_{\text{tang}} \quad (2.3)$$

mit dem Elastizitätsmodul  $E$  und dem Schubmodul  $G$  kann im elastischen Bereich näherungsweise der Zusammenhang zwischen der mechanischen Spannung  $\sigma$  bzw.  $\tau$  und der Verformung bzw. Dehnung  $\varepsilon$  in den verschiedenen Raumrichtungen hergestellt werden.

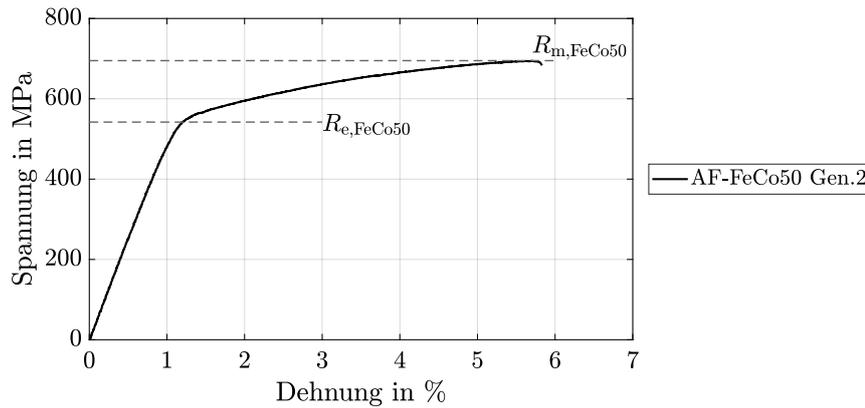
Abbildung 2.7 zeigt beispielhaft die Spannungs-Dehnungs-Kennlinien von additiv hergestellten FeSi2,9-Zugproben, Abb. 2.8 analog dazu die Kennlinien von FeSi6,5-Zugproben und Abb. 2.8 die Kennlinien von FeCo50-Zugproben. Die Kurven wurden messtechnisch anhand von additiv gefertigten Zugproben bestimmt (siehe [28]). Es ist zu erkennen, dass sich lediglich im Fall von FeSi2,9 ein ausgeprägter elastisch-plastischer Bereich ergibt. Da FeSi6,5 im Vergleich zu FeSi2,9 deutlich spröder ist und die FeSi6,5-Zugprobe daher bereits beim Erreichen der Streck-



**Abbildung 2.7:** Spannungs-Dehnungs-Kurven von additiv gefertigten FeSi2,9-Zugproben [Daten: KAt, LWK]; gut zu erkennen ist der ausgeprägte elastisch-plastische Bereich



**Abbildung 2.8:** Spannungs-Dehnungs-Kurven von additiv gefertigten FeSi6,5-Zugproben [Daten: KAt, LWK]; aufgrund der Sprödigkeit des Materials ist kein elastisch-plastischer Bereich zu erkennen



**Abbildung 2.9:** Spannungs-Dehnungs-Kurve einer additiv gefertigten FeCo50-Zugprobe  
[Daten: KAt, LWK]

grenze gerissen ist, ist lediglich der Bereich elastischer Verformung zu sehen. Nichtsdestotrotz wirkte sich die nachgeschaltete Wärmebehandlung insbesondere im Fall von FeSi6,5 positiv auf das Kornwachstum und somit auch auf die Zugfestigkeit aus. Im Fall von FeCo50 ist ein verkürzter elastisch-plastischer Bereich zu erkennen. Wie bereits in Tab. 2.2 gezeigt, wurden für additiv verarbeitetes FeSi2,9, FeSi6,5 und FeCo50 Zugfestigkeiten von  $R_{m,FeSi2,9} = 402 \text{ MPa}$ ,  $R_{m,FeSi6,5} = 557 \text{ MPa}$  und  $R_{m,FeCo50} = 678 \text{ MPa}$  erreicht. Unterschiedliche Gitterstrukturen (u.a. kubisch-raumzentrierte (Abk.: krz) und kubisch-flächenzentrierte (kfz) Basiszellen) wurden in [30] an einem additiv verarbeiteten Stahl untersucht. Es ergab sich im Vergleich zum additiv gefertigten Vollmaterial eine Verringerung der Zugfestigkeit auf  $R_{m,krz} = 0,36 \cdot R_{m,voll}$  und  $R_{m,kfz} = 0,55 \cdot R_{m,voll}$  bei gleichzeitiger Gewichtseinsparung von 97,3% (krz) und 90,5% (kfz). Weiterhin ist in Abb. 2.7 bis Abb. 2.9 zu erkennen, dass (2.3) nur für den linearen Teil der Kennlinien, also für Spannungen unterhalb der Streckgrenze  $\sigma < R_e$  gilt. Bezogen auf das Beispiel eines Rotors, der im Betrieb einer Zentrifugalkraft ausgesetzt ist, führen rein radiale Spannungsbelastungen von  $\sigma < R_e$  also lediglich zu einer reversiblen Verkleinerung des magnetisch wirksamen Luftspalts, wohingegen Spannungen  $\sigma > R_e$  eine dauerhafte Vergrößerung des Rotorausendurchmessers bewirken würden. Spätestens beim Erreichen der Zugfestigkeit oder beim Schleifen des Rotors an der Statorbohrung würden solch hohe mechanische Spannungen zum Ausfall führen. Da in der Regel die radial gerichteten Fliehkräfte

$$F_{\text{rad}} = m \frac{v^2}{R} \quad (2.4)$$

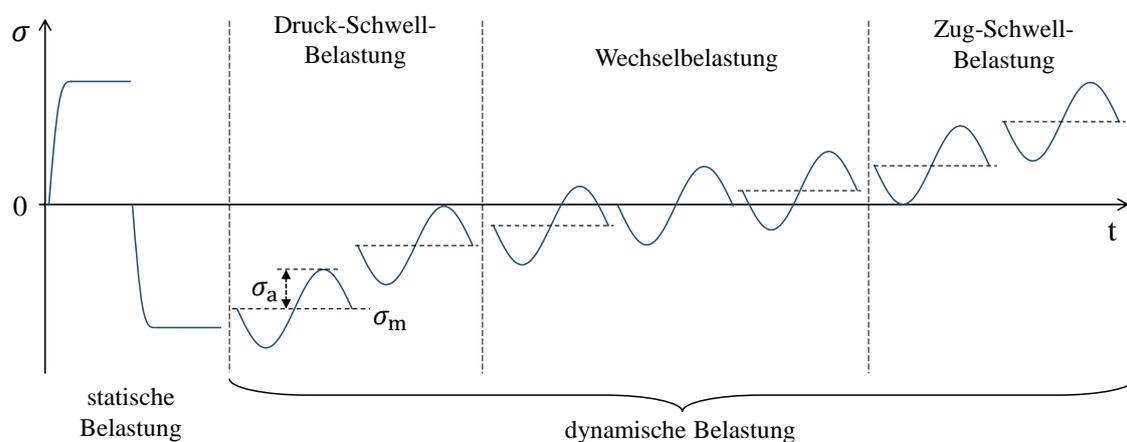
im Vergleich zu den tangential oder axial gerichteten Kraftkomponenten dominieren und da ihre Berechnung zudem meist weniger aufwändig ist, werden sie im ersten Schritt häufig ausschließlich zur mechanischen Dimensionierung herangezogen. Dies ist jedoch nur zulässig, sofern  $F_{\text{rad}} \gg F_{\text{tang}}, F_{\text{ax}}$  gilt. Eine ausführliche Diskussion der Kraftkomponenten erfolgt in Abschnitt 6.3.2 oder ist bei Bedarf auch in [46] zu finden. Für die mechanische Dimensionierung sollten jedoch alle im Betriebsbereich auftretenden mechanischen Spannungskomponenten betrachtet werden. Zur Bewertung mehrerer gleichzeitig auftretender Spannungskomponenten können sog. Vergleichsspannungen berechnet werden. Der verbreitetste Ansatz ist die Bewertung

des resultierenden Spannungszustands nach der Gestaltänderungsenergie- bzw. *von-Mises*-Hypothese [47]. Danach wird die resultierende *von-Mises*-Vergleichsspannung in allen drei Raumrichtungen ( $x, y, z$ ) berechnet mit

$$\sigma_{vM} = \sqrt{\sigma_{xx}^2 + \sigma_{yy}^2 + \sigma_{zz}^2 - \sigma_{xx}\sigma_{yy} - \sigma_{xx}\sigma_{zz} - \sigma_{yy}\sigma_{zz} + 3(\tau_{xy}^2 + \tau_{xz}^2 + \tau_{yz}^2)}. \quad (2.5)$$

Werden Rotoren elektrischer Maschinen durch häufige Beschleunigungs- und Bremsvorgänge oder durch Pendelmomente einer zeitlich veränderten Belastung ausgesetzt, ist die vereinfachte statische Bewertung mit dem Spannungs-Dehnungs-Diagramm nicht mehr ausreichend. Wie in Abb. 2.10 dargestellt, können zyklische Belastungen mit der Amplitude  $\sigma_a$  und der Mittelspannung  $\sigma_m$  beschrieben werden. Am Beispiel der Zug-Druck-Belastung lassen sich die zeitlichen Verläufe in Druck-Schwell-Belastungen (mit  $\sigma_m < 0$  und  $|\sigma_m| \geq \sigma_a$  bzw. einer Druck-Vorspannung), Zug-Schwell-Belastungen (mit  $\sigma_m > 0$  und  $|\sigma_m| \geq \sigma_a$  bzw. einer Zug-Vorspannung) und Wechselbelastungen (mit  $|\sigma_m| < \sigma_a$ ) einteilen [48]. Dauerfestigkeiten können mithilfe entsprechender Dauerfestigkeitsversuche ermittelt und der daraus resultierende technisch nutzbare Betriebsbereich in Dauerfestigkeitsschaubildern (z.B. nach *Haigh* oder *Smith*) visualisiert werden [47]. So treten durch Beschleunigungs- und Bremsvorgänge im Betrieb in den Streustegen von PM-Rotoren meist Zug-Schwell-Belastungen auf, wohingegen im Fall eines mittels Presspassung auf eine Welle montierten Rotorblechpakets die Spannungsbelastung im Rotorjoch wellennah eher im Druck-Schwell-Bereich liegt. Die Dauerwechselfestigkeit liegt für Eisenlegierungen bei einer Lastspielzahl von ca.  $1 \cdot 10^6$ , was, angewendet auf eine Automobilanwendung, dem ca. 33000-fachen Durchfahren des WLTP-Zyklus entspräche [49]. Es wird daher empfohlen, insbesondere für Spezialanwendungen eine anwendungsspezifische Lastspielzahl zur Bestimmung der Betriebsfestigkeit zurate zu ziehen.

Alternativ zu den relativ aufwändigen Dauerfestigkeitsversuchen kann der erlaubte Betriebsbereich eines Bauteils mithilfe einer Abschätzung und empirisch gewonnener Faktoren evaluiert werden. In [47] und [50] werden Hinweise auf die Zug-Druck-Wechselfestigkeit  $\sigma_{zdW}$ , die Zug-Schwell-Wechselfestigkeit  $\sigma_{schW}$ , die Biege-Wechselfestigkeit  $\sigma_{bW}$  und die Torsions-Wechsel-



**Abbildung 2.10:** Kategorisierung der Spannungsbelastung (nach [48])

festigkeit  $\sigma_{tW}$  in Abhängigkeit von der Zugfestigkeit  $R_m$  gegeben zu

$$\sigma_{zdW} = (0,35 \dots 0,45) \cdot R_m, \quad (2.6)$$

$$\sigma_{schW} = (0,6 \dots 0,7) \cdot R_m, \quad (2.7)$$

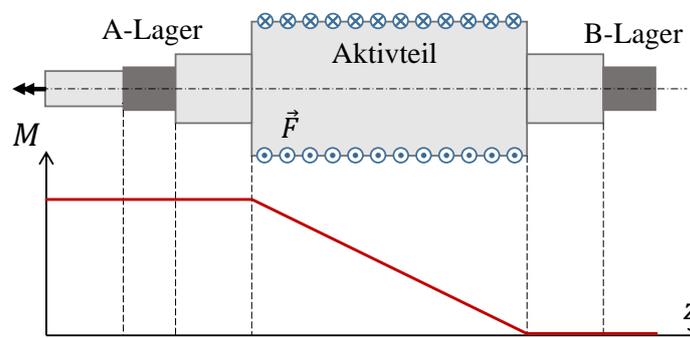
$$\sigma_{bW} = (0,39 \dots 0,59) \cdot R_m, \quad (2.8)$$

$$\sigma_{tW} = (0,20 \dots 0,34) \cdot R_m. \quad (2.9)$$

Die Verwendung von Abschätzungsfaktoren erlaubt eine mechanische Dimensionierung unter Berücksichtigung von Unschärfen während der Festigkeitsberechnung wie z.B. die Berücksichtigung von Inhomogenitäten oder Fehlstellen des Materials, unvollständigen Materialparametern, geometrischen Abweichungen oder nicht exakt definierten Randbedingungen. Um die Genauigkeit der mechanischen Dimensionierung mittels Abschätzungsfaktoren in Rotoren elektrischer Maschinen zu erhöhen, ist zunächst die Identifikation der Beanspruchungen, die auf die einzelnen Bereiche innerhalb des Rotors wirken, nötig. Soll die Gesamtheit aller auftretenden Beanspruchungen auch in Kombination mit den geometriebedingten Spannungserhöhungen untersucht werden, wird die Verwendung einer mechanischen FE-Analyse empfohlen.

Im motorischen Betrieb erfolgt der Kraftfluss im Rotor von der Rotoroberfläche bis hin zur Drehmomentabnahme. Die Verwendung klassischer, zylinderförmiger Wellen kann zu spitzwinkligen Kraftumleitungen führen, die unerwünschte Spannungsüberhöhungen mit sich bringen, deren Ausprägung nicht mehr einfach analytisch abzubilden ist. Im Belastungsfall können lokale geometriebedingte Spannungserhöhungen an Kerben, gekrümmten Konturen, Löchern, Rundungen oder nicht gleichmäßig am Umfang verteilten Massen auftreten. Zudem treten auch in PM-Rotoren Temperaturerhöhungen im Betrieb aufgrund von Ummagnetisierungsverlusten im Aktivteil und in den Magneten oder durch Wärmeeintrag über die Lager auf, was temperaturbedingte Volumenänderungen und somit ebenfalls mechanische Spannungen mit sich bringt.

Eine einseitige Drehmomentabnahme, wie sie in den meisten PMSMs ausgeführt wird, bewirkt weiterhin eine in axialer Richtung ungleiche Torsionsbeanspruchung im Rotor, wie Abb. 2.11 verdeutlicht. Weiterhin stellen in PM-Rotoren mit vergrabenen Magneten die Streuste-



**Abbildung 2.11:** Schematische Darstellung des Drehmomentverlaufs  $M$  über der Axialkoordinate  $z$  bei einseitiger Drehmomentabnahme und gleichmäßig fein verteilter Kräfteinleitung über die Mantelfläche des Aktivteils [Quelle: KAt]

ge als Polschuh-Joch-Verbindung aus mechanischer Sicht kritische Bereiche dar, da diese sowohl die Fliehkräfte der Polschuhe und Magnete aufnehmen als auch die Umfangskräfte vom Luftspalt hin zur Drehmomentabnahme leiten müssen. Mit Bezug auf Abb. 2.11 müssen Streustege umso stärker ausgeführt werden, je näher sie an der Drehmomentabnahme sind. Im Fall von PM-Rotoren mit vergrabenen Magneten in Speichenanordnung sind die Polhörner und die Anbindung der Pole an die Welle die mechanisch am höchsten belasteten Bereiche. Bei PM-Rotoren mit eingebetteten Magneten werden gelegentlich ausgeprägte Zähne in den Pol-lücken ausgeführt, die die Fliehkraftsicherung der Magnete übernehmen. Wird eine zusätzliche Fliehkraftsicherung in Form einer Bandage oder eines Hohlzylinders verwendet, führen die Zentrifugalkräfte des Rotors in der Bandage zu mechanischen Spannungen in Umfangsrichtung

$$\sigma_{\text{tang}} \sim \rho v^2, \quad (2.10)$$

die, genau wie die radial gerichteten Zentrifugalkräfte, quadratisch von der Umfangsgeschwindigkeit abhängen [51]. Werden Flussperren im Rotorjoch ausgeführt, ist neben der Fliehkraftsicherung auch immer die Kraft- bzw. Drehmomentleitung gemäß Abb. 2.11 zu berücksichtigen. In [52] werden beispielsweise ein topologieoptimiertes Speichenrad mit radial verlaufenden Speichen sowie ein Ansatz mit kraftflussoptimierten Speichen dargestellt.

### 2.3.2 Leichtbau in PM-Rotoren

Die Herausforderung des Leichtbaus besteht in der Realisierung aller Bauteilfunktionen in allen Betriebszuständen bei kleinstmöglichem Bauteilgewicht. Wie bereits im vorherigen Abschnitt ausgeführt, ist eine Dimensionierung völlig ohne Sicherheitszuschläge jedoch risikobehaftet, sodass – wie auch in der vorliegenden Arbeit – meist lediglich eine Erhöhung des Leichtbaugrads angestrebt wird. Eine Besonderheit bei der Dimensionierung von Aktivteilen elektrischer Maschinen ist, dass einzelne Regionen der Bauteile oft gleichzeitig mechanische, elektromagnetische und thermische Funktionen erfüllen müssen. Da alle drei Funktionen grundlegend für die Funktion und die Drehmoment- bzw. Leistungsdichte der elektrischen Maschine sind, wird im Elektromaschinenbau anstatt von der Erhöhung des Leichtbaugrads auch von der Erhöhung der gravimetrischen Drehmoment- bzw. Leistungsdichte gesprochen. In jedem Fall können Leichtbau-Gestaltungshinweise auch bei der Dimensionierung von PM-Rotoren hilfreich sein. Eine umfassende und allgemeingültige Sammlung ist beispielsweise in [53] zu finden, aus der die folgenden Gestaltungshinweise auch auf PM-Rotoren angewendet werden können:

#### a) Direkte Krafteinleitung und geschlossene Strukturen

Die Kraft bzw. das Drehmoment sollte möglichst unmittelbar und großflächig auf die Struktur wirken, da Kraftumlenkungen Spannungserhöhungen mit sich bringen. Offene Strukturen, wie z.B. nicht vollständig geschlossene Hohlzylinder, sind grundsätzlich zu vermeiden, da diese zu ungleichen Spannungsverteilungen führen können. Übertragen auf Rotoren elektrischer Maschinen sollte die Kraftübertragung vom Luftspalt über die Pole bis hin zur Drehmomentabnahme also auf möglichst kurzem Weg und über geschlossene Kreisquerschnitte erfolgen. Dazu könnte beispielsweise der Übergangsbereich zwischen dem Aktivteil und den Lagern konusförmig

gestaltet werden, um einen fließenden Übergang zwischen dem aktvteilseitigen Absatz in dem lagerseitigen Absatz zu bewirken und so spitzwinklige Kraftumlenkungen zu vermeiden.

#### b) Möglichst hohes Flächenträgheitsmoment

Das Flächenträgheitsmoment kreisförmiger Strukturen  $I_T = (R_a^4 - R_i^4) \pi/2$  ist eine Kenngröße bei der Bestimmung des Spannungszustands im Falle einer Torsionsbelastung. Die Vergrößerung von  $I_T$  gelingt durch die Vergrößerung des Außenradius und die Verschiebung von Material in stärker mechanisch belastete, äußere Bereiche des Zylinders. Aufgrund der Abhängigkeit  $I_T \sim R^4$  kann so das Bauteilgewicht reduziert werden. Rotoren sollten demnach möglichst als Hohlzylinder ausgeführt werden und das Drehmoment auf möglichst großem Radius abgeben. Insbesondere sind Vollwellen, auch wenn ihr Beitrag zum resultierenden Massenträgheitsmoment vergleichsweise gering ist, zu vermeiden.

#### c) Versteifung in den Hauptbelastungsrichtungen

Eine Konzentration des eingesetzten Materials auf die Richtungen der Hauptkraftflüsse kann die Menge des insgesamt eingesetzten Materials verringern. Im Fall von PM-Rotoren bedingt dies eine Analyse der verschiedenen Rotorregionen im Hinblick auf die im Betrieb zu erwartende Belastungssituation. Es ist also zu ermitteln, welchen Belastungen einzelne Bereiche voraussichtlich ausgesetzt sein werden und – für den Leichtbau primär interessant – welche Belastungen nicht zu erwarten sind. Eine versteifte Struktur bei gleichzeitiger Berücksichtigung von Leichtbauaspekten stellt die sog. Sandwichbauweise dar, bei der Leichtbau-Gitterstrukturen mit festen Deckschichten versehen werden [54].

#### d) Möglichst wenig Einzelteile

Die Integration von Einzelkomponenten in einem einzigen Bauteil verringert das Risiko von Verbindungs- oder Montageschwierigkeiten. Dem gegenüber steht, dass die Konstruktion eines integrierten Bauteils entsprechend komplexer wird, sodass hier eine Abwägung zwischen konstruktivem und prozessbedingtem Aufwand erfolgen sollte. Die Additive Fertigung bietet diesbezüglich großes Potential, da fertigungsbedingte Einschränkungen wegfallen, Hohlräume konstruiert werden können und die Notwendigkeit formgebender Werkzeuge entfällt. Im Anwendungsfall bietet sich die direkte Fertigung des Rotoraktivteils inkl. Joch, Polschuhen und der Welle als zusammenhängende Rotorwelle an, um nachfolgende Montageschritte und spannungserhöhende Verbindungsstellen zu vermeiden.

#### e) Einbringen von Hohlräumen

In gering belasteten Zonen können Löcher und Hohlräume integriert werden, ohne dass die Steifigkeit des Bauteils signifikant verringert wird. Wie bereits unter Punkt 3 dargestellt, bietet die Konzentration des Materials auf die Hauptkraftflussrichtungen gleichzeitig Potential, Material an den Stellen einzusparen, wo es aus mechanischer Sicht nicht benötigt wird. Die Additive Fertigung bietet zwischen den beiden Extremfällen „Vollmaterial“ und „Hohlraum“ noch diverse Zwischenstufen (z.B. als Gitterstruktur) mit ihren jeweiligen Festigkeiten und Steifigkeiten sowie unterschiedlichem Leichtbaugrad. Hinsichtlich der Belastungssituation in Rotoren elektrischer Maschinen mit der dominierenden Zentrifugalbelastung und überlagerter Torsionsbelastung gilt es, das Material also primär zur Drehmomentübertragung vom Luftspalt zum Wellenende sowie zur Fliehkraftsicherung zu verwenden.

#### f) Beanspruchungsgerechte Ausschöpfung der Konstruktion

Durch die Verwendung von Abschätzungsfaktoren und Sicherheitsbeiwerten können Unsicherheiten im Bezug auf die Belastungssituation, die Vorausberechnung oder die Materialparameter berücksichtigt werden. Abschätzungsfaktoren und Sicherheitsbeiwerten sind allerdings stets kritisch zu hinterfragen, um eine mechanische Überdimensionierung zu vermeiden. Wie bereits ausgeführt, erfordert dies eine detaillierte Kenntnis der Kräfte, der Werkstoffspezifikationen, der Berechnungsmethoden und der Geometrien. Auch dynamische Belastungen sind bei der Gestaltung von Rotoren elektrischer Maschinen zu berücksichtigen.

Diese Richtlinien stellen in abstrakter Weise dar, wie eine Idealkonstruktion unter Leichtbauaspekten aussehen kann. Additiv gefertigte Bauteile unterliegen jedoch zusätzlich weiteren Randbedingungen, deren Auswirkungen auf die Gestaltung im Folgenden erläutert werden.

### 2.3.3 Konstruktion metalladditiv gefertigter Komponenten

Grundsätzlich existieren eine Vielzahl von Konstruktionsmethodiken, die meist auf den VDI-Richtlinien 2221 und 2222 beruhen und die sich auch auf die Additive Fertigung im Elektromaschinenbau anwenden lassen. Eine umfangreiche Diskussion der einzelnen Methoden ist beispielsweise in [11] oder in [55] zu finden und soll hier nicht im Detail vorgestellt werden. Zusammenfassend lässt sich ableiten, dass sich in Anlehnung an die verbreitete „Design for X“-Methodik, also die Gestaltung zur Erfüllung einer bestimmten Funktion „X“, eine Methodik zum „Design for Additive Manufacturing“ erst herauszubilden scheint. Die besondere Herausforderung der Konstruktion von Rotoren für elektrische Maschinen besteht darin, dass die gleichzeitige Beachtung elektrischer, magnetischer, mechanischer und thermischer Randbedingungen nötig ist, wobei die Erfüllung der Grundfunktion der elektrischen Maschine als Energiewandler dabei stets das Hauptziel der Konstruktion darstellt. Trotz aller Gestaltungsfreiheit, die die Additive Fertigung mit sich bringt, gilt es zudem, die Vielzahl von Randbedingungen der Fertigungstechnologie selbst zu beachten. Nach [11] kann dabei zwischen restriktiven und opportunistischen Ansätze unterschieden werden. Restriktive Ansätze basieren auf der Konstruktion in den Grenzen definierter Gestaltungsregeln, wohingegen opportunistische Verfahren auf die systematische Ausnutzung neu gewonnener gestalterischer Freiheitsgrade abzielen.

Die schichtweise Fertigung führt unvermeidbar auf eine Diskretisierung des Bauteils, den Treppeneffekt [11]. Da die Schichtdicke primär durch die Partikelgröße des Pulvers begrenzt wird, ist die Auflösung in der Ebene senkrecht zur Baurichtung meist höher als in Baurichtung. Daher ist es sinnvoll, Krümmungen mit hohen Toleranzanforderungen horizontal im Bauraum zu platzieren. Im Fall von Rotoren weist die Rotoroberfläche die höchsten Toleranzanforderungen auf, sodass Rotoren aus diesem Grund bevorzugt stehend, also mit senkrecht im Bauraum ausgerichteter Drehachse, gefertigt werden sollten. Weiterhin könnte eine liegende Fertigung zu magnetischen und mechanischen Anisotropien führen, welche lediglich im Falle zweipoliger Rotoren sinnvoll genutzt werden könnten.

In [27] oder [56] werden Konstruktionsregeln für eine Vielzahl von sog. „konstruktiven Bauelementen“ für eine robuste Fertigung mittels *Laserstrahlschmelzen* definiert, aus denen sich jedes Bauteil zusammensetzen lässt. Betrachtet man das Rotoraktivteil und die Wellenregion als zusammenhängende Rotorwelle, so lassen sich einige dieser Konstruktionsrichtlinien auf die Gestaltung von PM-Rotoren anwenden:

#### a) Wände und Wandelemente

Wände und Wandelemente sollten möglichst stehend gefertigt werden. Die minimale Wandstärke wird in erster Linie begrenzt durch den Hatchabstand und die Höhe des Wandelements und liegt aktuell im Bereich  $d_{\min} = 0,3 \text{ mm}$  bis  $0,5 \text{ mm}$ . Bei gekippten Wänden ist der Treppeneffekt zu berücksichtigen. Am Beispiel eines stehend gefertigten Rotors stellt z.B. ein Streusteg eine stehende Wand dar, welche aus magnetischer Sicht eine möglichst geringe Stärke aufweisen sollte.

#### b) Stäbe und Zylinder

Einfach gekrümmte Elemente wie z.B. Zugstäbe oder Zylinder sollten ebenfalls in Baurichtung gefertigt werden und mindestens einen Durchmesser aufweisen, der es erlaubt, eine vollständige Konturbahn mit innenliegenden Fülllinien abzufahren. Stäbe kommen in additiv gefertigten Rotorwellen z.B. bei der Verwendung von Leichtbau-Gitterstrukturen zum Einsatz, welche ebenfalls (Hilfs-)Stützfunktionen übernehmen können [54]. Bei Zylindern können Formabweichungen die Rundheit und die Zylindrizität beeinträchtigen und in Exzentrizitäten resultieren.

#### c) Ecken und Kanten

Ecken und Kanten sollten möglichst bereits in der Konstruktion ausreichend verrundet werden, da eine Fertigung scharfer Kanten und sehr kleiner Radien (im Bereich einzelner Zehntelmillimeter) aufgrund des Stufeneffekts oder der Fertigungstoleranzen ohnehin nur bedingt möglich ist. Auch sind Kerben aufgrund der Kerbwirkungen zu vermeiden.

#### d) Spalte

Spalte sollten vertikal gefertigt werden. Die Angabe minimaler Spaltmaße ist wiederum abhängig vom Fertigungsverfahren, vom Material und von den Prozessparametern. Für mittels *Laserstrahlschmelzen* verarbeitetes FeSi<sub>2,9</sub> liegt das minimale Spaltmaß aktuell bei ca.  $0,2 \text{ mm}$  bis  $0,6 \text{ mm}$ . Pulverreste und Pulveranhaftungen im Spalt müssen ggf. im Nachgang entfernt werden.

#### e) Überhänge

Überhänge mit einem Winkel zur Baurichtung von mehr als  $50^\circ$  sollten mit Stützstrukturen unterbaut werden. Die Stützstruktur kann z.B. eine Gitterstruktur darstellen. Sie trägt zur Erhöhung der mechanischen Stabilität, der Maßhaltigkeit sowie der Temperaturableitung im Bauprozess bei und muss im Nachgang entfernt werden. Für Überhänge mit weniger als  $50^\circ$  genügt meist die Stützfunktion des Pulvers. So stellt z.B. der Übergang von einer klassischen kreisrunden Welle auf das Rotoraktivteil einen  $90^\circ$ -Überhang bei der Fertigung einer (stehenden) Rotorwelle dar, der abgestützt werden muss.

#### f) Formabweichungen

Wie z.B. in [57] dargestellt, führen auch geometrische Abweichungen der Magnete und der Magnetaschen von weniger als 1% oder Exzentrizitäten zu signifikanten Änderungen des von der Maschine entwickelten Drehmoments. Auch nimmt die Prozesssicherheit mit zunehmender Bauhöhe ab.

## 2.4 Stand der Forschung

In diesem Abschnitt wird der Stand der Forschung zur Nutzung der dreidimensionalen Gestaltungsfreiheit mithilfe Metalladditiver Fertigung im Elektromaschinenbau dargestellt, deren Potentiale bereits in einer Vielzahl von Veröffentlichungen im Rahmen von Machbarkeitsstudien (z.B. [24, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64]) aufgezeigt wurden. In den meisten Fällen wurden darin auch die zuvor erläuterten Herausforderungen der Fertigungsverfahren oder der Materialien als Gründe aufgeführt, welche eine Umsetzung im Elektromaschinenbau im großen Maßstab erschweren würden. Im Folgenden werden daher ausgewählte Veröffentlichungen vorgestellt, in denen metalladditiv gefertigte Komponenten für elektrische Maschinen tatsächlich messtechnisch untersucht wurden. Ergänzend werden einige Veröffentlichungen vorgestellt, die die dreidimensionale Gestaltungsfreiheit zur Funktionsverbesserung elektrischer Maschinen thematisieren, auch wenn dies nicht an Demonstratoren validiert wurde. Da der Fokus der vorliegenden Arbeit auf der Gestaltung von PM-Rotoren liegt, werden Forschungsergebnisse zur Additiven Fertigung der Wicklung (wie z.B. in [65, 66, 67, 68]) nicht weiter diskutiert.

Die Additive Fertigung des weichmagnetischen Teils eines Synchron-Reluktanzrotors mittels *Binder Jetting* unter Verwendung eines SMC-Materials ist in [69] beschrieben, und darauf aufbauend werden in [70, 71] mittels *Laserstrahlschmelzen* gedruckte Synchron-Reluktanzrotoren aus hochfestem Stahl beschrieben. Die Rotoren wiesen jedoch mäßige weichmagnetische Eigenschaften auf. Zudem wurden mittels Additiver Fertigung zusätzliche Gitterstrukturen in die Flusssperren eingebracht, was zwar zu einer Erhöhung der mechanischen Stabilität, jedoch auch zu einer Verringerung der magnetischen Anisotropie führte. Anstelle von Gitterstrukturen wurden zum gleichen Zweck in [72] und [73] additiv gefertigte Kunststoffisolatoren axial in die Flusssperren eines Synchron-Reluktanzrotors geschoben, welche die magnetische Anisotropie nicht negativ beeinflussten.

Ein Synchron-Reluktanz-Rotoraktivteil aus einer nicht näher spezifizierten Eisen-Kobalt-Legierung mit einer Dichte von mehr als 99,9% und einer Sättigungsflussdichte von 2,3 T wurde in [74] mittels *Laserstrahlschmelzen* gefertigt. Der Einbau in einen Stator und eine messtechnische Untersuchung des Demonstrators am Prüfstand fanden allerdings nicht statt.

Die Nutzung von mittels *Laserstrahlschmelzen* additiv gefertigten SMC-Endkappen für Statoren ist in [75] beschrieben. Die halbkreisförmigen Endkappen werden axial auf das konventionell gefertigte Statoraktivteil gesetzt und verlängern den aktiven Bereich somit um den Endbereich des Wicklungskopfs. Diese Idee wird im späteren Verlauf der vorliegenden Arbeit im Kapitel

8 noch einmal aufgegriffen, wenn die Flussführung im Wicklungskopfbereich von elektrisch erregten Rotoren diskutiert wird.

Die Verarbeitung einer Eisen-Silizium-Legierung mit 6,7% Silizium für weichmagnetische Bauteile elektrischer Maschinen wird in [76] beschrieben. Im Rahmen einer Topologieoptimierung einer PMSM mit Oberflächenmagneten wird zunächst eine vorteilhafte Geometrie für das Rotorjoch entwickelt und dann mittels *Laserstrahlschmelzen* gefertigt. Da während der Fertigung allerdings Heißrisse auftraten, wurde der Rotor unbrauchbar, und es erfolgte keine messtechnische Validierung.

FE-Simulationsergebnisse zur Nutzung der dreidimensionalen Gestaltungsfreiheit ohne die Herstellung und Validierung anhand von Demonstratoren werden z.B. in [77] mit Fokus auf der mechanischen Festigkeit von schichtweise gefertigten Rotoren vorgestellt. In der Studie [52] wird durch die Verwendung eines Leichtbau-Speichenrads bei einem Synchrongenerator eine Gewichtsreduktion von 24% errechnet.

Bereits drei additiv gefertigte Rotordemonstratoren entstanden im Rahmen der Arbeit des Forschungsverbunds der Universitäten Hannover und Paderborn. Als Resultat der Machbarkeitsstudie [30] bzw. [78] entstand zunächst eine aus einem Werkzeugstahl mittels *Laserstrahlschmelzen* gefertigte Rotorwelle für eine PMSM mit Oberflächenmagneten. Die Rotorwelle wurde mit Magneten bestückt und in einem konventionellen Stator am Prüfstand messtechnisch untersucht. Durch die Implementierung von Leichtbau-Gitterstrukturen im Bereich der sonst massiven Welle konnte die Masse des Rotors um 25% reduziert werden, ohne die Bemessungsdaten nennenswert negativ zu beeinflussen. Aufbauend auf diesen Erkenntnissen wurde erstmals eine Rotorwelle mit 140mm Gesamtlänge aus weichmagnetischem „FeSi2,9 Gen.1 WB“ gefertigt und ebenfalls in einem konventionellen Stator am Prüfstand messtechnisch untersucht (s. Abb. 2.12). Es ergab sich eine Gewichtsreduktion von ca. 16% bei nahezu unveränderten Bemessungswerten im Vergleich zur Referenzmaschine. Als Beispiel einer zusätzlichen Funktionsintegration wurden mittels Additiver Fertigung zusätzliche Nuten auf der Rotoroberfläche eingebracht. In diese Nuten wurden kurzgeschlossene Spule gelegt, die zur Verbesserung der lagegeberlosen Regelung (vgl. [80]) der Maschine führten. Auf eine schleifende Nachbearbeitung der Oberflächen,



**Abbildung 2.12:** Additiv gefertigte Rotorwelle aus FeSi<sub>2,9</sub> Gen.1 WB aus [28] bzw. [79]

**links:** direkt nach der Herstellung (Bauraum noch teilweise mit Pulver gefüllt)  
[Bild: LWK]

**rechts:** im Anschluss an die mechanische Veredelung und vor der Magnetmontage

auf denen die Magnete platziert wurden, wurde bewusst verzichtet, um eine Abschätzung der Auswirkung der fertigungsbedingten Formabweichung zu erhalten. Die Ergebnisse sind in [28] und [79] veröffentlicht.

Eine klassische dreidimensionale Herausforderung bei der Gestaltung elektrischer Maschinen stellt die Schrägung bzw. Staffelung des Aktivteils zur Verringerung von Rast- und Pendelmomenten dar. Die Idee, eine Schrägung mittels Metalladditiver Fertigung zu implementieren, wird bereits in [81] am Beispiel eines Synchron-Reluktanzrotors aufgezeigt und anhand eines Demonstrators aus hochfestem Stahl umgesetzt. Die Auswirkungen einer kontinuierlichen Schrägung mittels Additiver Fertigung auf das Luftspaltfeldspektrum und auf das Rastmoment im Vergleich zur diskreten Staffelung werden im späteren Verlauf dieser Arbeit ausführlich diskutiert. Teile davon sind bereits in [82] veröffentlicht. Daraus hervor ging auch der dritte Rotordemonstrator des oben genannten Forschungsverbunds aus dem weichmagnetischen Material „FeSi<sub>2,9</sub> Gen.2 WB1“. Die Dimensionierung, Gestaltung, Fertigung und messtechnische Untersuchung dieses Demonstrators bilden einen zentralen Teil der vorliegenden Arbeit.

## 2.5 Einsatzmöglichkeiten und Herausforderungen

Aufbauend auf den Erkenntnissen aus [63] und [64] lassen sich die folgenden Herausforderungen zum Einsatz der Metalladditiven Fertigung im Elektromaschinenbau formulieren:

### a) Fertigungstechnologien

Die Herstellung metallischer Komponenten muss schnell, zuverlässig und reproduzierbar in den üblichen Größenordnungen gewährleistet sein. Dies bedeutet für PM-Rotorwellen realisierbare Bauhöhen von einigen 100 mm ohne das Auftreten von Heißrissen bei gleichzeitiger Herstellung filigraner Strukturen (Überhänge, Wände, Röhren, Spaltmaße) im Bereich einzelner Zehntelmillimeter. Weiterhin sollten relative Dichten von mehr als 99,9 % erreicht werden, um negative Effekte von fertigungsbedingten Fehlstellen zu verringern.

### b) Prozessierbare Materialien

Wie im Abschnitt 2.2 erläutert, scheint die additive Verarbeitbarkeit der vielversprechendsten Legierungen FeCo<sub>49</sub>V<sub>2</sub> und FeSi<sub>6,5</sub> prinzipiell möglich zu sein. Entscheidend ist jedoch, inwieweit die Legierungen auch in den zuvor genannten Größenordnungen herzustellen sind. Bis dato ist die Herstellung einer ferromagnetischen Rotorwelle mit mehr als 240 mm Bauhöhe ausschließlich mit der Legierung FeSi<sub>2,9</sub> gelungen (s. Kapitel 6). Für die Additive Verarbeitung von Kupfer und Aluminium gilt dies genauso wie für additiv gefertigte Magnete, die z.B. in [83, 84, 85] veröffentlicht sind, jedoch ebenfalls noch keine technologische Reife aufweisen.

### c) 3D-Gestaltungspotential

Zur Nutzung der dreidimensionalen Gestaltungsmöglichkeiten sind naturgemäß auch dreidimensionale Fragestellungen erforderlich. Die Erhöhung des Wirkungsgrads und der Leistungsdichte elektrischer Antriebe wird branchenübergreifend gefordert, sodass auch Maßnahmen, die zu

Verbesserungen im Bereich weniger Prozentpunkte führen, in den Fokus gelangen. Bei rotierenden elektrischen Maschinen bieten z.B. die Schrägung, die Kühlung, die Unterdrückung von Wirbelstromeffekten sowie die Nutzung der axialen Endbereiche und der Wicklungsköpfe Potential zur Verbesserung der Leistungsdichte und des Wirkungsgrads. Die dreidimensionale Gestaltung von Magnetmaterial würde weitere gestalterische Möglichkeiten eröffnen.

#### d) **Nachbearbeitung**

Maßhaltigkeit und Oberflächenrauigkeiten sollten sowohl in Baurichtung als auch senkrecht dazu eine mechanische Nachbearbeitung weitestgehend entbehrlich machen. Mit Blick auf Rotoren sind zudem die Rundheit und die Zylindrizität entscheidend, um die Genauigkeitsanforderungen insbesondere luftspaltnah zu erfüllen. Eine thermische Nachbehandlung scheint aktuell alternativlos, um eine bestimmte Mikrostruktur und damit verbundene magnetische und mechanische Eigenschaften zu erreichen. Obwohl bereits qualitativ die Auswirkung unterschiedlicher Wärmebehandlungen auf die mechanischen und die magnetischen Eigenschaften aufgezeigt wurde, ist eine quantitative Bestimmung der Zusammenhänge nötig, um bereits während der Dimensionierungsphase die voraussichtlich erreichbaren Materialparameter berücksichtigen zu können.

#### e) **Multi-Materialdruck**

Die gleichzeitige Verarbeitung mehrerer Werkstoffe innerhalb eines Bauprozesses birgt zusätzliches Gestaltungspotential. Für den Rotor- und den Statorkern ist insbesondere die Prozessierbarkeit eines weichmagnetischen Materials in Kombination mit einem elektrischen Isolator und für Wicklungsteile die Verarbeitung eines Leitermaterials und eines elektrischen Isolators interessant. Denkbar wäre auch, mechanisch hochbelastete Bereiche wie z.B. das Wellenende aus einem hochfesten Material und das Aktivteil wiederum aus einem weichmagnetischen Material zu fertigen. Auch die Implementierung von Kühlkanälen oder guten thermischen Leitern in das Aktivteil oder in die Wicklung könnte die Drehmoment- bzw. Leistungsdichte und den Wirkungsgrad weiter erhöhen [86].

#### f) **Besondere Maschinentypen**

Im Gegensatz zu den klassischen Radialflussmaschinen, für die alle zuvor genannten Aspekte uneingeschränkt gelten, bieten Maschinentypen, die eine dreidimensionale Flussführung mit sich bringen, weiteres Potential für die Nutzung der Metalladditiven Fertigung. Dies betrifft vor allem Axial- bzw. Transversalflussmaschinen, wie z.B. in [87, 88] gezeigt, in denen die dreidimensionale Gestaltung des Aktivteils entscheidend für die Funktion der elektrischen Maschine ist.

### 3 Unterdrückung von Wirbelstromeffekten nahe der Rotoroberfläche

Mittels *Laserstrahlschmelzen* hergestellte Bauteile sind massiv und bestehen aus einem einzelnen Werkstoff. Im Anwendungsfall additiv gefertigter Rotoren mit weichmagnetischem, elektrisch leitfähigem Aktivteil sind vor allem in PMSM mit vergrabenen Magneten erhöhte Verluste nahe der Rotoroberfläche zu erwarten [89, 90]. Insbesondere bei hohen Frequenzen dominieren die Wirbelstromverluste gegenüber den Hystereseverlusten. Eine gezielte Schraffierung bzw. Schlitzung der Oberfläche könnte die Ausprägung der Wirbelstromeffekte an der Rotoroberfläche verringern und ist zudem mittels Additiver Fertigung bereits während der Herstellung leicht zu realisieren.

Eine Reihe von Autoren widmete sich bereits den Vor- und Nachteilen des Schlitzens massiver Polschuhe von Synchronmaschinen, wobei geometrieabhängig unterschiedliche Ergebnisse erzielt wurden (vgl. auch [91]). So konnte z.B. in [92] durch die Schlitzung der Rotoroberfläche eines 400kVA-Synchrongenerators eine Verringerung der Ummagnetisierungsverluste im Leerlauf um 31 % beobachtet werden. In [93] wird die Reduktion der Ummagnetisierungsverluste im Leerlauf am Beispiel eines 60MVA-Synchrongenerators mit ca. 19 % angegeben. Die Rotorverlustleistung einer 10,5kVA-Induktionsmaschine konnte in [94] mithilfe einer zusätzlichen Schlitzung je nach Betriebspunkt um ca. 30 % bis 40 % gesenkt werden.

Dank der 3D-Gestaltungsfreiheit der Additiven Fertigung stellt sich nun die Frage, welche dreidimensionale Ausprägung eine mögliche Schraffierung aufweisen sollte, um die Ummagnetisierungsverluste nahe der Rotoroberfläche auch in kleinen Servomotoren möglichst wirkungsvoll zu reduzieren. Nachdem zunächst die physikalischen Prozesse der Wirbelstromentstehung auf bzw. nahe der weichmagnetischen Rotoroberfläche in allgemeiner Form hergeleitet werden, können die Auswirkungen unterschiedlicher Schlitzmuster auf die Ummagnetisierungsverluste anhand von 3D-FE-Simulationen aufgezeigt werden. Daraus lassen sich vorteilhafte Schlitzgeometrien ableiten, die anhand von additiv gefertigten Prüfkörper auf einem ausschließlich für diese Untersuchungen konzipierten Prüfstand messtechnisch untersucht werden.

### 3.1 Ummagnetisierungsvorgänge in weichmagnetischen Werkstoffen

Weichmagnetische Materialien bestehen aus Domänen bzw. *Weißchen* Bezirken gleichen Spinnmoments. Die Domänen haben eine Größe im Bereich von ca.  $0,01 \text{ mm}^3$  und sind durch die ca.  $60 \text{ nm}$  starken *Bloch*-Wände voneinander getrennt [95, 96]. Wirkt kein äußeres Magnetfeld auf den Werkstoff, ist die magnetische Ausrichtung der Domänen spontan verteilt, und der Werkstoff ist makroskopisch unmagnetisiert. Wird ein äußeres Magnetfeld angelegt, richten sich die Domänen in Feldrichtung aus, und es entsteht eine resultierende, makroskopische Magnetisierung. Dabei führt eine geringe äußere Feldstärke zu einer reversiblen Verschiebung der *Bloch*-Wände und zu einer partiellen Vergrößerung der in Feldrichtung orientierten Domänen. Bei steigender äußerer Feldstärke wird die Verschiebung der *Bloch*-Wände zunehmend irreversibel, und es kommt zu Änderungen der Magnetisierungsrichtung einzelner Domänen. Die vollständige Magnetisierung bzw. Sättigung des Werkstoffs ist erreicht, wenn alle Domänen gleich orientiert sind. Nach Abschalten des äußeren Magnetfelds verbleibt im Material die Remanenzflussdichte  $B_r$ , und es ist ein Gegenfeld der Koerzitivfeldstärke  $H_c$  erforderlich, um eine Flussdichte von Null zu erreichen. Üblicherweise gehen die zur Ausrichtung der Domänen erforderliche Energie als Hystereseverluste und die zur Verschiebung der *Bloch*-Wände erforderliche Energie als Exzess- oder Zusatzverluste in die Ummagnetisierungsverluste ein. Weist der Werkstoff eine von Null verschiedene elektrische Leitfähigkeit auf, werden innerhalb des Materials zudem Spannungen induziert, die parasitäre Ströme zur Folge haben. Die daraus entstehenden Stromwärmeverluste stellen als Wirbelstromverluste den dritten Teil der Ummagnetisierungsverluste dar [95, 96].

### 3.2 Felddiffusion und die Entstehung von Wirbelstromverlusten

In elektrischen Maschinen treten überall dort, wo weichmagnetisches Material einer zeitveränderlichen Magnetisierung ausgesetzt ist, Ummagnetisierungsverluste auf. In PM-Rotoren trifft dies insbesondere auf die luftspaltnahen Bereiche an der Rotoroberfläche zu. Um nachzuvollziehen, wo und vor allem bis in welche Tiefe die Rotoroberfläche magnetischen Wechselfeldern ausgesetzt ist, wird im Folgenden die Theorie der Felddiffusion in leitfähiges Material dargestellt und auf das Beispiel der Rotoroberfläche übertragen.

Die Basis zur Bestimmung der Feldverhältnisse bilden die *Maxwellschen* Gleichungen zur Beschreibung quasistationärer elektromagnetischer Felder nach [97]. Dazu gehören – wie z.B. in [98] übersichtlich dargestellt –

das Induktionsgesetz

$$\oint \vec{E} \, d\vec{s} = - \int \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \, d\vec{A}, \quad (3.1)$$

der Durchflutungssatz

$$\oint \vec{H} \, d\vec{s} = \int \vec{J} \, d\vec{A}, \quad (3.2)$$

das *Gaußsche* Gesetz

$$\oint \vec{D} \, d\vec{A} = \int \rho \, dV, \quad (3.3)$$

und das *Gaußsche* Gesetz des Magnetismus

$$\oint \vec{B} \, d\vec{A} = 0. \quad (3.4)$$

Hinzu kommen die Materialgleichungen der Elektrodynamik

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E}, \quad (3.5)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H}, \quad (3.6)$$

$$\vec{J} = \kappa \vec{E}, \quad (3.7)$$

die die Auswirkung elektromagnetischer Felder auf Materie beschreiben, sowie die Definition des Vektorpotentials

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A}. \quad (3.8)$$

Eine ausführliche Lösung des Differentialgleichungssystems (3.1) bis (3.8) ist z.B. in [98] zu finden. Die Beschreibung von Wirbelstromeffekten führt, wie z.B. in [99] gezeigt, stets auf die Lösung von parabolischen, partiellen Differentialgleichungen, den sog. Diffusionsgleichungen der Form

$$\Delta \vec{u} = k \frac{\partial \vec{u}}{\partial t}, \quad (3.9)$$

die sich von den klassischen Wellengleichungen

$$\Delta \vec{u} = k \frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial t^2} \quad (3.10)$$

mathematisch lediglich durch die Ordnung der zeitlichen Ableitung auf der rechten Seite der Gleichung unterscheiden. Dabei steht  $\vec{u}$  hier für eine noch unbestimmte physikalische Größe und  $k$  für eine von den Rand- und Anfangsbedingungen abhängige Konstante. Für den

Laplace-Operator  $\Delta$  gilt in kartesischen Koordinaten

$$\Delta \vec{u} = \frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial z^2} \quad (3.11)$$

und in Zylinderkoordinaten

$$\Delta \vec{u} = \frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \vec{u}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial z^2}. \quad (3.12)$$

Angewendet auf die Flussdichte führt dies zur Felddiffusionsgleichung

$$\Delta \vec{B} = \mu_0 \mu_r \kappa \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}. \quad (3.13)$$

Sinnbildlich diffundiert das magnetische Feld in endlicher Geschwindigkeit von der Rotoroberfläche aus in das magnetisch und elektrisch leitfähige Material hinein. Im Fall einer Wechselmagnetisierung erreicht das Feld je nach Frequenz unterschiedlich tiefe Regionen im Material, da in der zweiten Hälfte der Periode der – ebenfalls sinnbildliche – Wiederaustritt aus dem Material erfolgt. Angenommen, ein leitfähiges Material ist zunächst feldfrei und wird dann schlagartig einem äußeren Magnetfeld ausgesetzt, durchdringt das äußere Magnetfeld die Materie erst nach einiger (theoretisch unendlich langer) Zeit vollständig, da der Diffusionsprozess mit endlicher, von  $\mu_r$  und  $\kappa$  abhängiger Geschwindigkeit erfolgt. Bezogen auf die (magnetisch und elektrisch) leitfähige Rotoroberfläche sei nun die Strecke  $x_\delta$  nach der Zeit  $t_0$  vom äußeren Magnetfeld der Flussdichte  $B_0$  durchsetzt. Mit Gleichung (3.13) und der von den Rand- und Anfangsbedingungen abhängigen Konstante  $D_0$  ergibt sich der für Diffusionsvorgänge typische quadratische Zusammenhang zwischen der Eindringzeit und der Eindringtiefe gemäß

$$t_0 = D_0 \mu_0 \mu_r \kappa \cdot x_\delta^2. \quad (3.14)$$

Im Falle eines Wechselfelds gilt  $t_0 = \frac{1}{f_0}$ , und für  $D_0 = \pi$  ergibt sich als

$$x_\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f_0 \mu_0 \mu_r \kappa}} \quad (3.15)$$

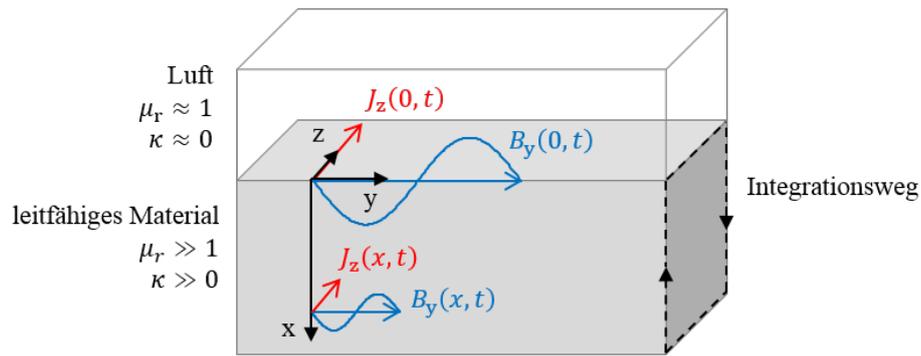
der bekannte Zusammenhang für die sog. Eindringtiefe, nach der ein äußeres Magnetfeld nur noch den  $1/e$ . Teil seiner an der Materialgrenze herrschenden Amplitude aufweist [99]. Wird nun nach [99] die Felddiffusion in einem Halbraum gemäß Abb. 3.1 betrachtet, vereinfacht sich Gleichung (3.13) zu

$$\frac{\partial^2 B(x,t)}{\partial x^2} = \mu_0 \mu_r \kappa \frac{\partial B(x,t)}{\partial t}. \quad (3.16)$$

Weiterhin existiere zunächst an der Materialgrenze  $x = 0$  das Wechselfeld

$$\mu_0 \mu_r H_y(0,t) = B_y(0,t) = \hat{B}_0 [\cos(2\pi f_0 \cdot t) + j \cdot \sin(2\pi f_0 \cdot t)]. \quad (3.17)$$

Mithilfe der Laplace-Transformation ergibt sich daraus im Halbraum  $x > 0$  das Feld im einge-



**Abbildung 3.1:** Ausgangssituation zur Bestimmung der Felddiffusion im Halbraum beim Materialübergang von Luft in leitfähiges Material

schwungenen Zustand zu

$$\begin{aligned} B_y(x, t) &= \hat{B}_0 \cdot \cos \left( 2\pi f_0 \cdot t - \sqrt{\pi f_0 \mu_0 \mu_r \kappa} \cdot x \right) \cdot e^{-\sqrt{\pi f_0 \mu_0 \mu_r \kappa} \cdot x} \\ &= \hat{B}_0 \cdot \cos \left( \omega t - \frac{x}{x_\delta} \right) \cdot e^{-\frac{x}{x_\delta}} . \end{aligned} \quad (3.18)$$

Der Cosinusterm zeigt, dass das Feld im Inneren der Materie die gleiche Frequenz wie das an der Oberfläche wirkende Feld hat und eine vom Abstand zur Oberfläche  $x$  abhängige Phasenverschiebung aufweist. Zudem klingt die Amplitude gemäß dem Exponentialterm mit zunehmendem Abstand zur Oberfläche ab. Aus der Geschwindigkeit

$$\frac{dx}{dt} = \sqrt{\frac{2\omega}{\mu_0 \mu_r \kappa}} = \omega x_\delta , \quad (3.19)$$

mit der der Wellenvorgang von der Oberfläche aus in den Halbraum vordringt, ergibt sich abermals die Eindringtiefe

$$x_\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \mu_r \kappa}} , \quad (3.20)$$

was dem bereits in (3.15) hergeleiteten Zusammenhang entspricht. Mit Gleichung (3.2) und Gleichung (3.6) lässt sich die zugehörige orts- und zeitabhängige Wirbelstromdichte mit

$$\begin{aligned} J_z(x, t) &= \frac{\sqrt{2}\hat{H}_0}{x_\delta} \cdot \cos \left( 2\pi f_0 \cdot t - \sqrt{\pi f_0 \mu_0 \mu_r \kappa} \cdot x - \frac{\pi}{4} \right) \cdot e^{-\sqrt{\pi f_0 \mu_0 \mu_r \kappa} \cdot x} \\ &= \hat{J}_0 \cdot \cos \left( \omega t - \frac{x}{x_\delta} - \frac{\pi}{4} \right) \cdot e^{-\frac{x}{x_\delta}} \end{aligned} \quad (3.21)$$

beschreiben. Diese ist zu (3.18) um  $\pi/4$  phasenverschoben. Abbildung 3.2 zeigt die Stromdichteverteilung in Abhängigkeit vom Abstand zur Oberfläche und vom Argument  $\omega t$ . Aus der Integration über den unendlichen Halbraum ergibt sich die auf die Oberfläche des Halbraums

bei  $x = 0$  bezogene Verlustdichte

$$\begin{aligned}
 p_{\text{wb}} &= \int_0^\infty \frac{J_y(x,t)^2}{\kappa} dx \\
 &= \frac{\hat{J}_0^2}{\kappa} \int_0^\infty \cos^2 \left( \omega t - \frac{x}{x_\delta} - \frac{\pi}{4} \right) \cdot e^{-\frac{2x}{x_\delta}} dx \\
 &= \frac{\hat{J}_0^2 x_\delta}{4\kappa} \left[ 1 + \frac{1}{\sqrt{2}} \cos \left( 2\omega t - \frac{\pi}{4} \right) \right]. \quad (3.22)
 \end{aligned}$$

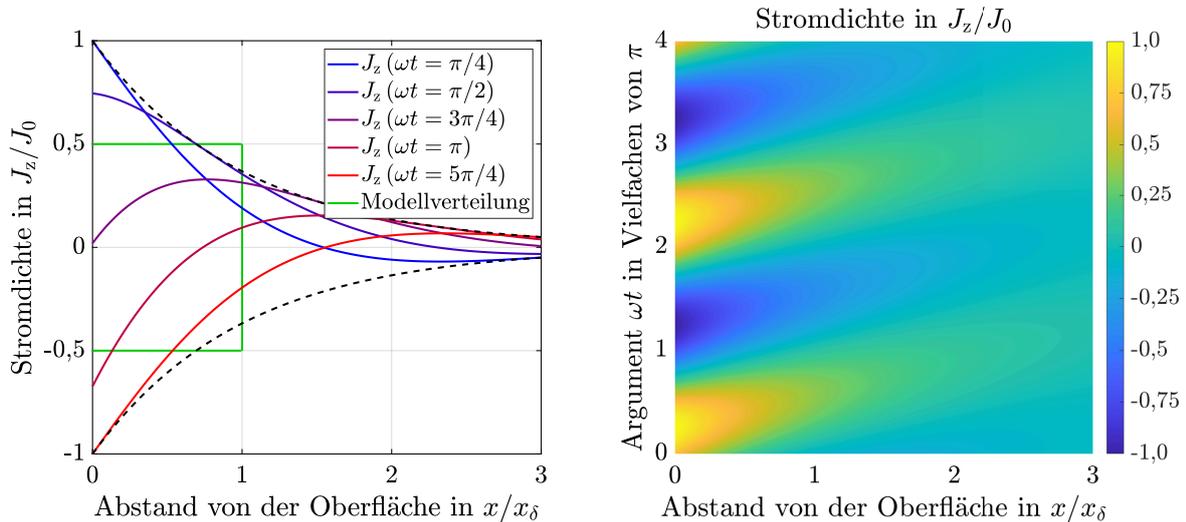
Die Verlustdichte schwankt mit doppelter Anregungsfrequenz um den zeitlichen Mittelwert

$$\bar{p}_{\text{wb}} = \frac{\hat{J}_0^2 x_\delta}{4\kappa} = \frac{\hat{H}_0^2}{2\kappa x_\delta} = \frac{1}{2} R_w \hat{H}_0^2 \quad (3.23)$$

mit dem Oberflächenwiderstand  $R_w = 1/(\kappa x_\delta)$ . Auf das gleiche Ergebnis kommt man mit dem Ansatz der Verlustbestimmung mithilfe der Annahme, dass je Länge  $\Delta y$  der Strom

$$\frac{I_z(t)}{\Delta y} = \int_0^\infty J_z(x,t) dx = \hat{H}_0 \cos(\omega t) \quad (3.24)$$

ausschließlich in einem oberflächennahen Streifen der Dicke  $x_\delta$  gemäß Gleichung (3.20) fließt. Ein solcher Strom hätte in einem Leiter der Länge  $\Delta z$  und des Querschnitts  $x_\delta \cdot \Delta y$  eine Verlust-



**Abbildung 3.2:** links: tatsächliche und modellhafte Stromdichte des an der Oberfläche fließenden Wirbelstroms

rechts: Stromdichteverteilung in Abhängigkeit vom Argument  $\omega t$ ; zu erkennen ist die (mit endlicher Geschwindigkeit fortschreitende) Diffusion an der sich mit zunehmender Tiefe einstellenden Phasenverschiebung (vgl. [100])

leistung je Flächeneinheit  $\Delta y \Delta z$

$$\frac{P_{\text{wb}}}{\Delta y \Delta z} = \frac{\Delta z}{\kappa x_{\delta} \Delta y} \left( \frac{\hat{H}_0}{\sqrt{2}} \Delta y \right)^2 \cdot \frac{1}{\Delta y \Delta z} = \frac{\hat{H}_0^2}{2 \kappa x_{\delta}} \quad (3.25)$$

zur Folge, was wiederum dem in (3.23) hergeleiteten Zusammenhang entspricht [99]. Es ist also zulässig, die Oberflächenverlustdichte im unendlichen Halbraum durch das Modell eines Stroms konstanter Stromdichte zu bestimmen, der in der oberflächennahen Schicht der Dicke  $x_{\delta}$  fließt (s. Abb. 3.2 links).

Die Verlustleistung der betrachteten Oberfläche  $A_O = \Delta y \Delta z$  berechnet sich dann gemäß

$$P_{\text{wb}} = p_{\text{wb}} \cdot A_O \quad (3.26)$$

Wird nun ein beliebiges Oberfeld  $\hat{B}_{v'}$  mit der Ordnungs- bzw. Polpaarzahl  $v'$ , der Wellenlänge  $\lambda_{v'} = 2\pi R/v'$  und Frequenz  $f_{v'}$  betrachtet, so wird die Rotoroberfläche je Halbperiode von dem magnetischen Fluss

$$\Phi_{v'} = \int_A B dA = \frac{2}{\pi} \frac{\lambda_{v'}}{2} l_{\text{fe}} \hat{B}_{v'} = \frac{2R l_{\text{fe}}}{v'} \hat{B}_{v'} \quad (3.27)$$

durchsetzt. Die Auswertung von Gleichung (3.1) entlang des in Abb. 3.1 gezeichneten Integrationswegs liefert die Oberflächenstromdichte

$$\hat{J}_{v'} = \lambda_{v'} f_{v'} \kappa \hat{B}_{v'} \quad (3.28)$$

und die daraus resultierende mittlere Verlustleistung

$$P_{\text{wb}} = \frac{(\lambda_{v'} f_{v'} \kappa \hat{B}_{v'})^2 x_{\delta, v'}}{4 \kappa} \cdot A_O = \sqrt{\frac{\kappa}{\pi \mu}} \frac{\lambda_{v'}^2}{4} f_{v'}^{1,5} \hat{B}_{v'}^2 \cdot A_O \quad (3.29)$$

Die meisten klassischen Berechnungsansätze für Hysterese-, Wirbelstrom- und Exzessverluste

$$\begin{aligned} P_{\text{hyst}} &\propto f B^2, \\ P_{\text{wb}} &\propto f^2 B^2, \\ P_{\text{exz}} &\propto f^{1,5} B^{1,5} \end{aligned} \quad (3.30)$$

basieren auf den Arbeiten von Steinmetz [101], Jordan [102] und Bertotti [103]. Es lässt sich erkennen, dass sich die Oberflächenverluste nach Gleichung (3.29) keiner dieser Verlustarten zuordnen lassen.

Es sei darauf hingewiesen, dass die analytische Bestimmung der Oberflächenverluste nach Gleichung (3.29) die folgenden Voraussetzungen bedingt:

1. Betrachtung einzelner, überschwingungsfreier Feldwellen,

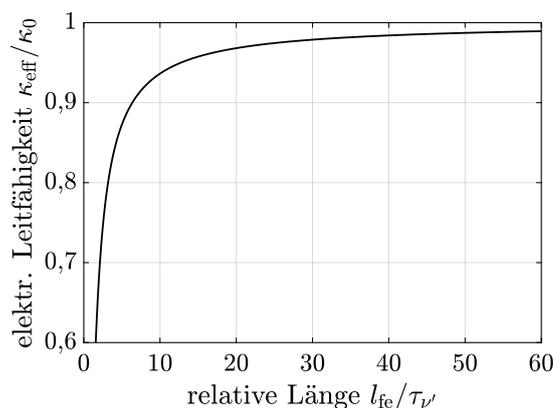
2. Vernachlässigung von Felddämpfung,
3. Annahme konstanter Permeabilitäten,
4. Vernachlässigung der Luftspalt- und der Oberflächenkrümmung,
5. Vernachlässigung jeglicher Stirnseiteneffekte,
6. Annahme, der Rotor habe die Form eines Vollzylinders.

Zur korrekten Erfassung all dieser Voraussetzungen ist das Lösen aufwendiger Differentialgleichungen in allen drei Raumrichtungen nötig, sodass zur Vorausberechnung von Wirbelstromeffekten im Folgenden auf 3D-FE-Simulationen zurückgegriffen wird.

Eine Möglichkeit der analytischen Näherung ist z.B. in [104] beschrieben, bei der die endliche Ausdehnung des Berechnungsgebiets durch eine Reduktion der elektrischen Leitfähigkeit in Gleichung (3.29) berücksichtigt wird. Übertragen auf die Rotoroberfläche führt das zu einer effektiven Leitfähigkeit

$$\kappa_{\text{eff}} = \kappa \cdot \left( 1 - \frac{2}{\pi} \frac{\tau_{v'}}{l_{fe}} \tanh \left( \frac{\pi}{2} \frac{l_{fe}}{\tau_{v'}} \right) \right), \quad (3.31)$$

welche als Funktion von  $l_{fe}/\tau_{v'}$  in Abb. 3.3 dargestellt ist.

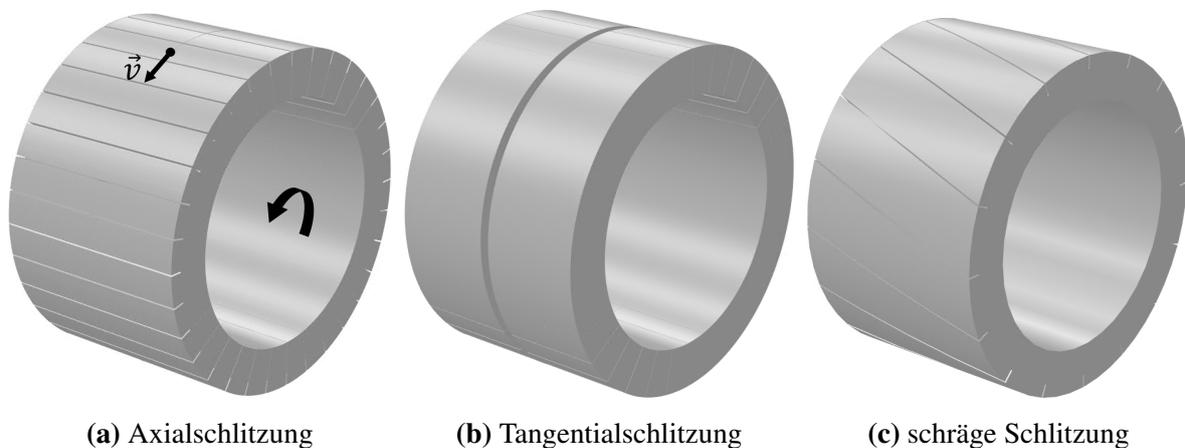


**Abbildung 3.3:** Effektive Leitfähigkeit  $\kappa_{\text{eff}}$  in Abhängigkeit von  $l_{fe}/\tau_v$

### 3.3 Untersuchung unterschiedlich geschlitzter Rotoroberflächen

Dank der Additiven Fertigung kann auch die Rotoroberfläche bereits während des Herstellprozesses beliebig gestaltet werden. Um erhöhten Wirbelstromverlusten auf der Rotoroberfläche entgegenzuwirken, wird im Folgenden der Einfluss verschiedener Oberflächenschlitzmuster auf die Wirbelstromverluste erst mittels FE-Simulationen (teilweise bereits in [89] und [90] veröffentlicht) und daraufhin messtechnisch untersucht.

Um den qualitativen Einfluss der Schlitzmuster zu evaluieren, werden zunächst die in Abb. 3.4 gezeigten Geometrien betrachtet. Dabei können die jeweiligen Schlitzmuster über den Winkel



**Abbildung 3.4:** Schematische Darstellung einer Rotoroberfläche mit  
 (a) Schlitzung in axialer Richtung ( $\gamma_{\text{schl}} = 90^\circ$ ),  
 (b) Schlitzung in Tangential- bzw. Umfangsrichtung ( $\gamma_{\text{schl}} = 0^\circ$ ) und  
 (c) schräger Schlitzung (hier:  $\gamma_{\text{schl}} = 72^\circ$ )

$0 < \gamma_{\text{schl}} < 90^\circ$  beschrieben werden, um den die Schlitze, relativ zum Geschwindigkeitsvektor  $\vec{v}$  der Rotoroberfläche, verdreht werden. Ein Winkel von  $\gamma_{\text{schl}} = 0^\circ$  entspricht der Anordnung einer klassischen Blechung.

#### 3.3.1 FE-Berechnung von Wirbelstromeffekten

Bevor die Ergebnisse der Untersuchungen gezeigt werden, sollen zunächst einige Erkenntnisse und Herausforderungen der 3D-FE-Simulation von Wirbelstromeffekten diskutiert und Handlungsempfehlungen zur FE-Vorausberechnung gegeben werden.

Zur numerischen Vorausberechnung der Wirbelstromeffekte wurde das FE-Programm *Opera* in der Version 18R2 von *Dassault Systèmes* verwendet. *Opera* greift auf den Gleichungssatz (3.1)

bis (3.8) zurück, der im transienten Fall mit einer Modellierung der Rotordrehung um

$$\vec{J} = \kappa \left( \vec{E} + \vec{v} \times \vec{B} \right) \quad (3.32)$$

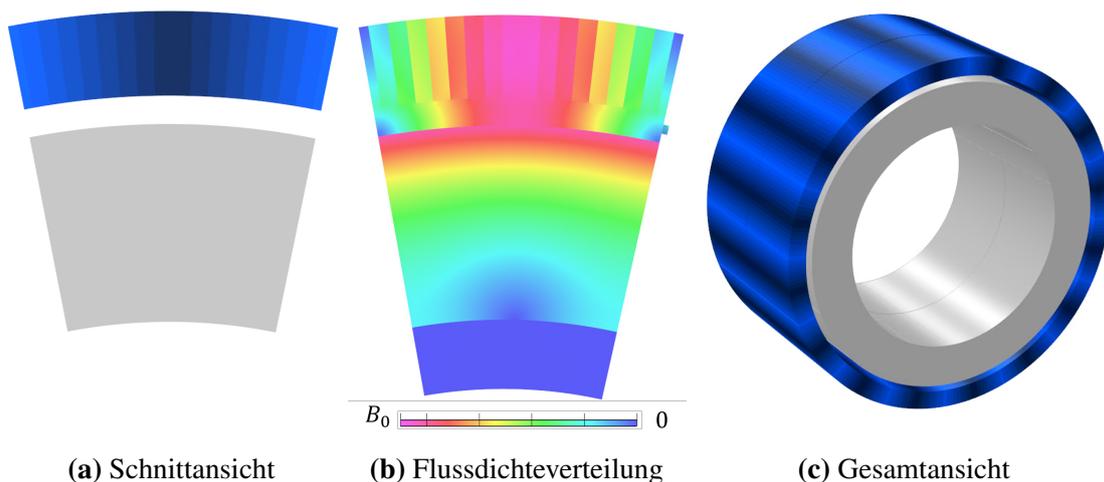
erweitert wird. In dem Fall entspricht  $\vec{v}$  dem Geschwindigkeitsvektor in jedem finiten Element. Zur Lösung des Differentialgleichungssystems wird auf die gängige *Galerkin*-Methode der gewichteten Residuen zurückgegriffen, die ausführlich z.B. in [105] vorgestellt wird.

Aus den am Ende von Abschnitt 3.2 formulierten Prämissen der analytischen Vorausberechnung von Wirbelstromeffekten können drei grundlegende Herausforderungen der 3D-FE-Simulation abgeleitet werden, die im Folgenden diskutiert werden: die Abstraktion des Berechnungsgebiets, die Modellierung nichtlinearen Materialverhaltens sowie der Einfluss der Zeitschrittweite und der Vernetzung.

### Abstraktion des Berechnungsgebiets

Dass bei der Berechnung von Wirbelstromeffekten auf eine zeitaufwendige Simulation der gesamten Maschine verzichtet werden kann, wird im Folgenden anhand der 3D-FE-Ersatzanordnung in Abb. 3.5 gezeigt, die, im Gegensatz zu Gleichung (3.29), keine der am Ende von Abschnitt 3.2 genannten Voraussetzungen bzw. Einschränkungen bedarf.

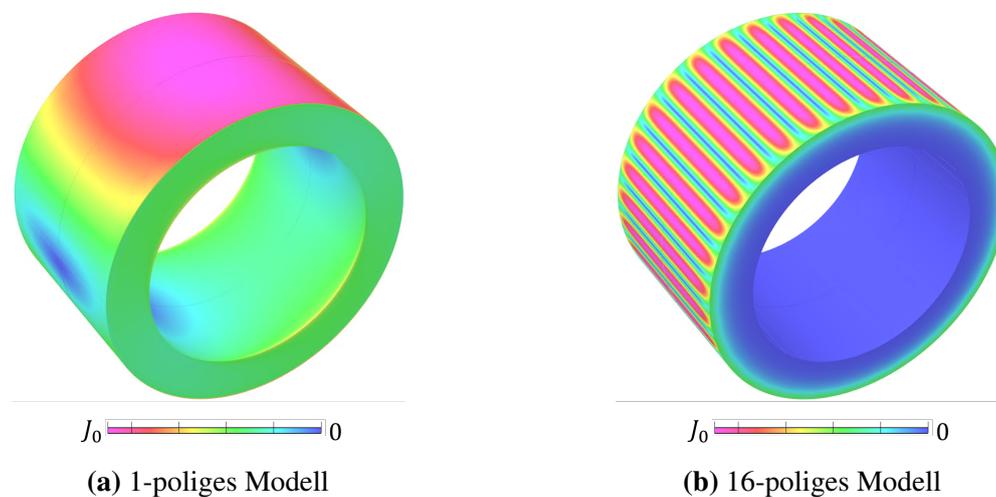
Durch in Umfangsrichtung aneinandergereihte, ortsfeste PMs wird ein Gleichfeld beliebiger Wellenlänge erregt (Abb. 3.5). Durch Unterteilung der PMs pro Polteilung in Einzelmagnete mit unterschiedlicher Polarisierung kann der Oberwellenanteil im erregten Feld weitestgehend eliminiert werden, sodass durch die Drehung des massiven Rotoreisens nahe der Oberfläche der Einfluss einer einzelnen Feldwelle ausgewertet werden kann. Die Anordnung entspricht



**Abbildung 3.5:** FE-Ersatzanordnung zur Wirbelstromberechnung (hier: 16-polig)

- (a) Schnittansicht einer doppelten Polteilung (Luftregion ausgeblendet) mit Rotoraktivteil (grau) und Magneten unterschiedlicher Magnetisierung (blau) sowie
- (b) zugehörige Flussdichteverteilung und
- (c) Gesamtansicht (Luftregion ausgeblendet)

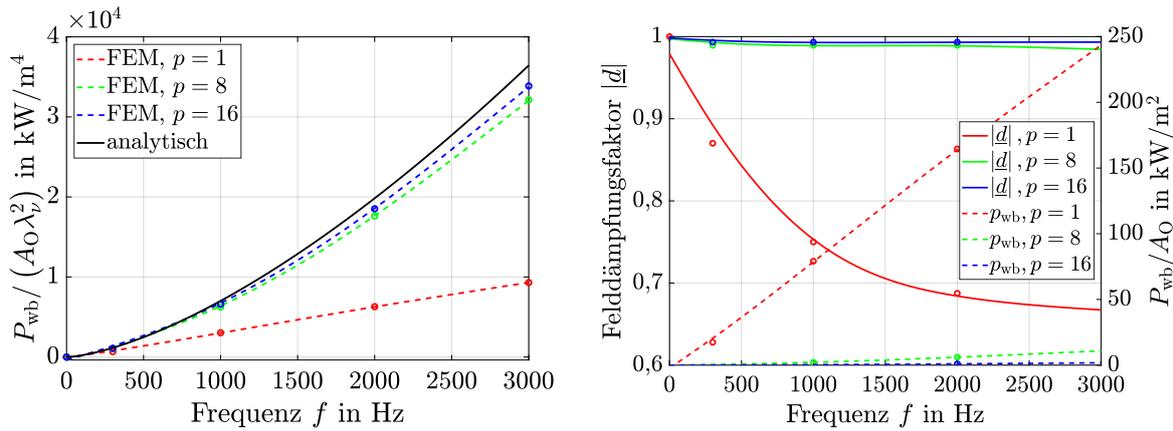
einer Luftspaltwicklung im Stator, die eine Hauptwelle mit  $f_1 = 0\text{Hz}$  erregt, wobei im vorliegenden Fall durch Wahl der Randbedingungen an den Magnetaußenflächen kein magnetischer Rückschluss nötig ist. Da in *Opera* Magnetisierungskennlinien und die Rückwirkung der Wirbelströme berücksichtigt werden, sind somit die ersten drei der zuvor genannten Punkte bereits erfüllt. Durch die Erhöhung des Rotorradius im FE-Modell oder die Erhöhung der Polpaarzahl können weiterhin der Einfluss der Krümmung des Luftspalts und der Einfluss der endlichen radialen Ausdehnung des Rotoreisens berücksichtigt werden. Zudem ist das gesamte Rotoraktivteil in radialer und in axialer Richtung von einer Luftregion umgeben, um Stirnseiteneffekte zu berücksichtigen. Abb. 3.6 zeigt die qualitative Verteilung der Wirbelstromverlustdichte an der Rotoroberfläche unter Berücksichtigung von Stirnseiteneffekten für zwei Beispielmodelle mit  $p = 1$  und  $p = 16$  bei  $f = n \cdot p = 300\text{Hz}$ . Die berechnete Verlustleistung



**Abbildung 3.6:** Qualitative Stromdichteverteilung auf der Rotoroberfläche unter Berücksichtigung von Stirnseiteneffekten für ein Modell mit  
(a)  $p = 1$  und  $n = 300\text{Hz}$  sowie (b)  $p = 16$  und  $n = 18,75\text{Hz}$

ist, bezogen auf die Oberfläche  $A_0$  und auf die Wellenlänge  $\lambda_{v'}^2$ , in Abb. 3.7 links dargestellt. Wie zu erwarten war, ist die analytische Vorausberechnung umso besser, je größer das Verhältnis  $l_{fe}/\tau_{v'}$  ist mit der Polteilung eines beliebigen Oberfelds  $\tau_{v'} = \pi R/v'$ . Mit sinkendem Länge-Durchmesser-Verhältnis  $l_{fe}/2R$  oder kleiner Ordnungszahl  $v'$  ist die Näherung durch den in Abb. 3.1 gezeigten Integrationsweg nicht mehr erfüllt, und der Wirbelstromanteil in Umfangsrichtung ist zu berücksichtigen. Der Strompfad in Umfangsrichtung ist umso länger, je kleiner  $p$  ist. Dies führt insbesondere im Fall kleiner Polpaarzahlen dazu, dass sich die Wirbelströme auch über die Stirnseiten und die Rotorinnenflächen schließen (siehe Abb. 3.6 (a)), sodass eine Erfassung ausschließlich derjenigen Verluste, die ausschließlich an der dem Luftspalt zugewandten Oberflächen auftreten, nicht mehr ausreichend ist.

Die Rückwirkung der Wirbelströme, die das ursprüngliche, die Wirbelströme treibende Feld in Amplitude und Phasenlage verändert, wird mit dem Felddämpfungsfaktor beschrieben, dessen Betrag sich aus dem Verhältnis von resultierender Flussdichte  $\hat{B}_v(f)$  zur Flussdichte ohne



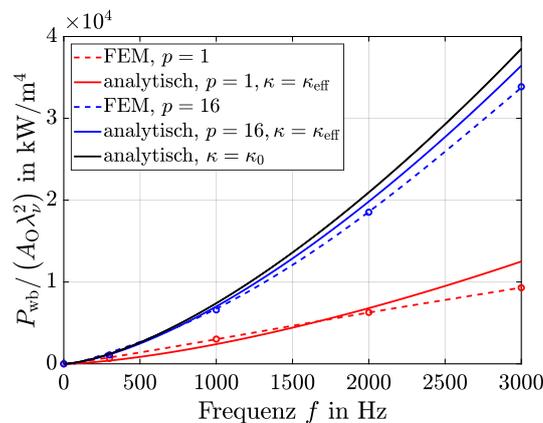
**Abbildung 3.7:** links: Darstellung der auf die Wellenlänge bzw. die Polteilung bezogenen Oberflächenverlustleistungsdichte und  
rechts: Felddämpfungsfaktor sowie Oberflächenverlustleistungsdichte in Abhängigkeit von der Frequenz und von der Polpaarzahl ( $\hat{B}_0 = 0,2\text{T}$ ,  $\mu_r = 2700$ )

Rückwirkung  $\hat{B}_v(f=0)$  mittels

$$d_{v'} = |d_{v'}| = \frac{\hat{B}_{v'}(f)}{\hat{B}_{v'}(f=0)} \quad (3.33)$$

bestimmen lässt. Somit bedeutet  $d_{v'} = 0$  eine vollständige Abdämpfung bzw.  $d_{v'} = 1$  keine Abdämpfung des Oberfelds der Ordnungszahl  $v'$  [4, 106]. Wie in Abb. 3.7 rechts zu erkennen ist, steigt die Verlustdichte umso stärker, je stärker  $d_{v'}$  fällt.

Wird in Gleichung (3.29) die elektrische Leitfähigkeit  $\kappa$  durch  $\kappa_{\text{eff}}$  gemäß Gleichung (3.31) ersetzt, führt dies zu einer Annäherung der mittels (3.29) und (3.31) analytisch berechneten Oberflächenverlustleistung an die mittels 3D-FE-Simulation berechnete Oberflächenverlustleistung, in welcher Stirnseiteneffekte berücksichtigt wurden. Die Berechnungsergebnisse der



**Abbildung 3.8:** Auswirkung von  $\kappa_{\text{eff}}$  auf die Berechnung der auf die Wellenlänge bzw. die Polteilung bezogenen Oberflächenverlustleistungsdichte

zwei Modelle aus Abb. 3.6 sind in Abb. 3.8 – zur besseren Vergleichbarkeit bezogen auf das Quadrat der jeweiligen Wellenlänge  $\lambda_{v'}$  und auf die Oberfläche  $A_O$  – dargestellt und es zeigt sich, dass die Verwendung von  $\kappa = \kappa_{\text{eff}}$  in Gleichung (3.29) auch für kleine Polpaarzahlen eine gute Vorausberechnung der Oberflächenverlustleistung erlaubt.

### Modellierung nichtlinearen Materialverhaltens

Für eine analytische Vorausberechnung der Verluste ist neben der zuvor beschriebenen Abstraktion des Berechnungsgebiets auf die (endliche) Rotoroberfläche auch die Identifikation einer geeigneten Ersatzpermeabilität  $\mu_{\text{ers}} = f(B_{\text{ers}}/H_{\text{ers}})$  entscheidend. Dabei wird zwischen Ansätzen zur Bestimmung einer (einzelnen) Ersatzpermeabilität für das gesamte Rechengbiet und Ansätzen mit stückweise konstanter Ersatzpermeabilität unterschieden. Gegenüberstellungen der verschiedenen Verfahren lassen sich [93] oder [107] entnehmen. Bezogen auf das vorliegende Problem können jedoch die folgenden drei Möglichkeiten unterschieden werden:

1. Das Material wird linear mit der relativen Permeabilität des erwarteten Arbeitspunkts (hier:  $\mu_r = \mu(B \approx 0,9\text{T})$ ) modelliert, um so eine Vormagnetisierung zu berücksichtigen.
2. Das nichtlineare Materialverhalten wird durch eine Gleichstrom-Kommutierungskurve (z.B. nach Abb. 2.4 bis Abb. 2.6) modelliert. Dies führt dazu, dass das Material keine Vormagnetisierung erfährt, die real jedoch in PM-Rotoren vorliegt.
3. Das nichtlineare Materialverhalten wird durch eine verschobene Gleichstrom-Kommutierungskurve modelliert. Die Verschiebung des Nullpunkts erfolgt auf einen erwarteten Wert der Vormagnetisierung. Dann wird eine nichtlineare FE-Rechnung durchgeführt.

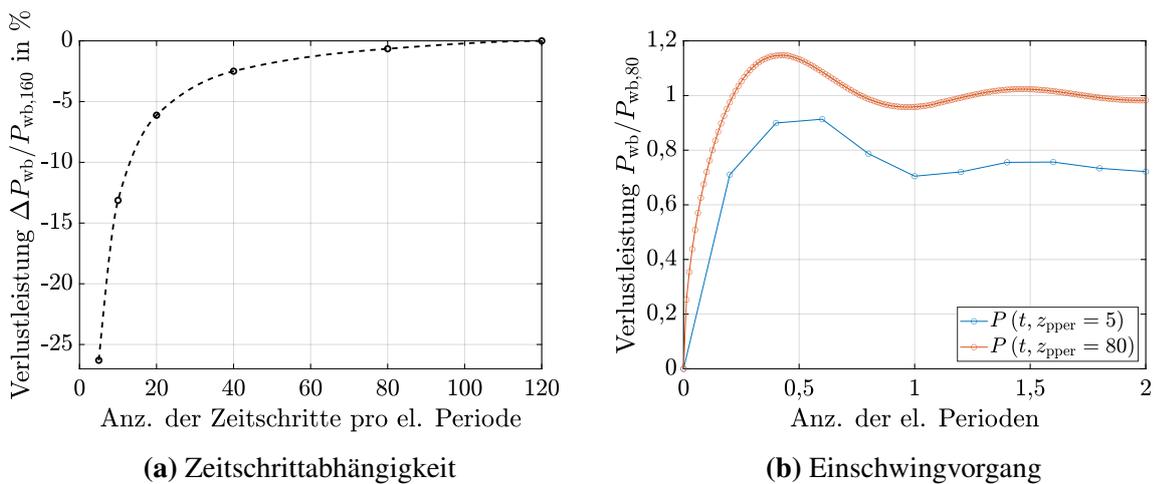
Letztlich entscheiden der gewünschte Detailgrad der Vorausberechnung und die zur Verfügung stehenden Ressourcen über die Wahl der Methode. Im vorliegenden Fall wurde daher eine Ersatzpermeabilität aus der Lösung der FE-Rechnung, also der vollständigen Lösung des Differentialgleichungssystems, gewonnen.

### Einfluss der Zeitschrittweite und der Vernetzung

Im Folgenden wird der Einfluss der Zeitschrittweite und der Vernetzung der Rotoroberfläche auf die der mittels FEM bestimmten Ergebnisse untersucht. Mit Bezug auf Gleichung (3.32) wird deutlich, dass die Zeitschrittweite  $\Delta T$  im Geschwindigkeitsvektor  $\vec{v}$  und die in jedem finiten Element diskretisierte Flussdichte  $\vec{B}$  direkt Einfluss auf die Stromdichte und somit auf die berechnete Verlustleistung haben.

Die Verlustleistung des in Abb. 3.5 gezeigten Modells (mit  $f = 300\text{Hz}$ ,  $\hat{B} = 0,15\text{T}$  und  $l_{\text{fe}}/\tau_{v'} = 6,1$ ) wurde in Abhängigkeit von der Anzahl der simulierten Zeitschritte pro elektrischer Periode

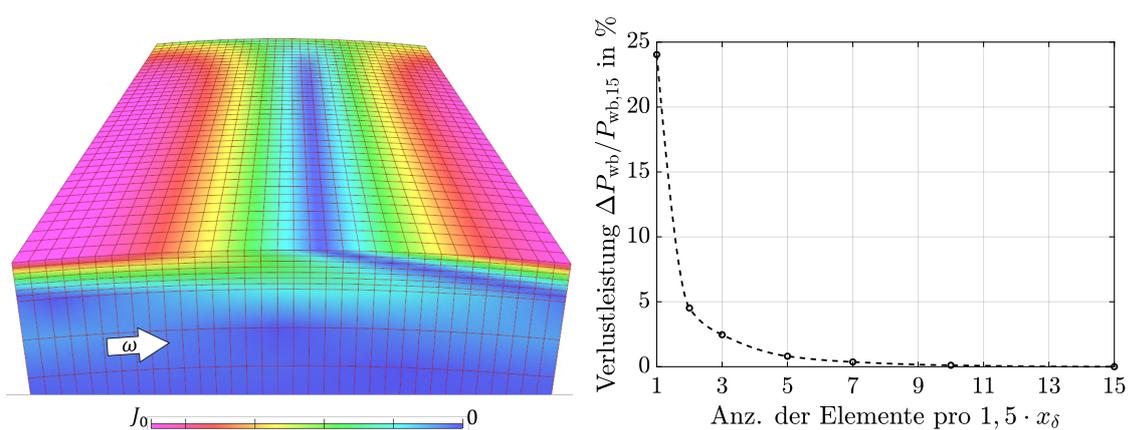
$$z_{\text{pper}} = \frac{1}{f \cdot \Delta T} \quad (3.34)$$



**Abbildung 3.9:** (a) Abweichung der Verlustleistung in Abhängigkeit von der Anzahl der simulierten Zeitschritte pro Periode und  
(b) Einschwingvorgang der Verlustleistung

bestimmt. Die Abweichung der Verlustleistung zum Referenzwert der Simulation mit  $z_{pper} = 120$  ist in Abb. 3.9 (a) dargestellt. Demnach wird die Verlustleistung bei sinkender Schrittzahl tendenziell zu klein berechnet. Im vorliegenden Fall beträgt der numerische Fehler bei einer Schrittzahl von  $z_{pper} = 40$  weniger als 2,5 %. Falls die FE-berechneten Wirbelstromeffekte einem Einschwingvorgang unterliegen (Abb. 3.9 (b)), ist zudem die Simulation mehrerer vollständiger elektrischer Perioden erforderlich.

Im Folgenden wird die Abhängigkeit der berechneten Verlustleistung von der Anzahl der Lagen bzw. der finiten Elemente in  $x$ -Richtung gem. Abb. 3.1, mit denen die oberflächennahe Region des Rotoraktivteils vernetzt wird (Abb. 3.10 links), betrachtet. Ebenfalls ist die sich



**Abbildung 3.10:** links: Qualitative Stromdichteverteilung und Oberflächennetz eines Modells mit  $z_{lagen} = 7$ ,  $p = 16$  und  $f = 300\text{Hz}$ ; gezeigt ist eine Schnittansicht in der axialen Mitte, sodass lediglich am oberen Bildrand Stirnseiteneffekte zu erkennen sind  
rechts: Abweichung der Verlustleistung in Abhängigkeit von der Anzahl der Lagen  $z_{lagen}$

einstellende Phasenverschiebung der Stromdichteverteilung mit zunehmendem Abstand von der Oberfläche (vgl. auch Abb. 3.2 rechts) zu erkennen. In Abb. 3.10 rechts ist die Abweichung der Verlustleistung in Abhängigkeit von der Anzahl der Lagen je 1,5-facher Eindringtiefe

$$z_{\text{lagen}} = \frac{3 x_{\delta}}{2 \Delta x} \quad (3.35)$$

dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Verlustleistung im vorliegenden Fall tendenziell zu groß berechnet wird, wenn die Anzahl der finiten Elemente in x-Richtung oberflächennah zu klein gewählt wird. Eine Wahl von  $z_{\text{lagen}} = 5$  verringert demnach den Diskretisierungsfehler auf unter 1 %. Zudem wird der Einfluss von einzelnen finiten Elementen, in welchen sich eine lokal überhöhte Flussdichte einstellt, verringert, wenn Regionen, in denen Wirbelstromeffekte betrachtet werden sollen, mithilfe regelmäßiger Hexaeder (z.B. in Quaderform) vernetzt werden.

Durch die Berücksichtigung der in diesem Abschnitt gewonnenen Erkenntnisse kann die Qualität der FE-Vorausberechnung erhöht werden. In den folgenden Abschnitten erfolgt nun die systematische FE-Simulation ausgewählter Schlitzmuster mit dem Ziel, den Einfluss der Schlitzgeometrie auf die resultierenden Wirbelstromverluste zu identifizieren.

### 3.3.2 Schlitzung in Umfangsrichtung

Zunächst wird der Einfluss tangentialer, also in Umfangsrichtung orientierter, Schlitzung mit  $\gamma_{\text{schl}} = 0^\circ$  untersucht. Im Fall quasi-unendlicher Schlitztiefe würde sich eine klassische Blechung ergeben, sodass zu erwarten ist, dass ein Schlitz in Umfangsrichtung die resultierenden Wirbelstromverluste verringert. Abbildung 3.11 links zeigt die Oberflächenverlustverteilung bei einem Modell mit endlicher Ausdehnung der Schlitze ( $b_{\text{ax}} > 0 \text{ mm}$ ). Für  $b_{\text{ax}} = 0 \text{ mm}$  bleibt die dem Stator zugewandte Rotoroberfläche und somit auch die Luftspaltflussdichte unverändert.

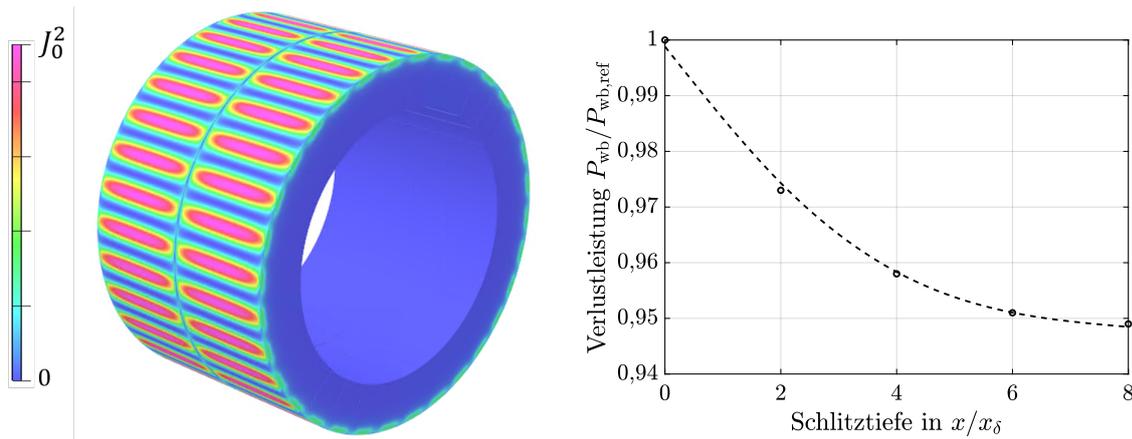
Zunächst wird die Abhängigkeit der auf die Verlustleistung des ungeschlitzten Grundmodells  $P_{\text{wb,ref}}$  bezogenen Verlustleistung untersucht. Dabei wird das Grundmodell um einen Schlitz in Umfangsrichtung mit einer axialen Ausdehnung von  $b_{\text{ax}} = 0,225 \text{ mm}$  und variabler Schlitztiefe  $x_{\text{schlitz}}$  erweitert. Die FE-Simulationsergebnisse sind in Abb. 3.11 rechts dargestellt. Als Schlitztiefe wird für die folgenden Untersuchungen

$$x_{\text{schlitz}} = 8 \cdot x_{\delta} \quad (3.36)$$

gewählt. Nach Gleichung (3.18) beträgt die Feldamplitude in dieser Tiefe nur noch ca.  $0,03 \% \cdot \hat{B}_0$  der ursprünglich an der Materialgrenze  $x = 0$  vorherrschenden Flussdichte.

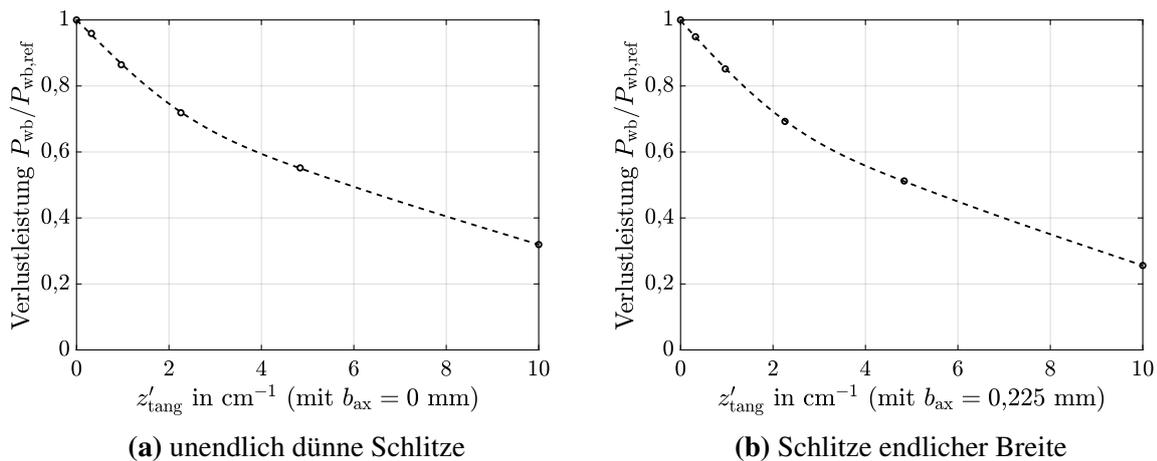
Bezogen auf die axiale Länge wird die Anzahl der tangentialen Schlitze zu

$$z'_{\text{tang}} = \frac{z_{\text{tang}}}{l_{\text{fe}}} \quad (3.37)$$



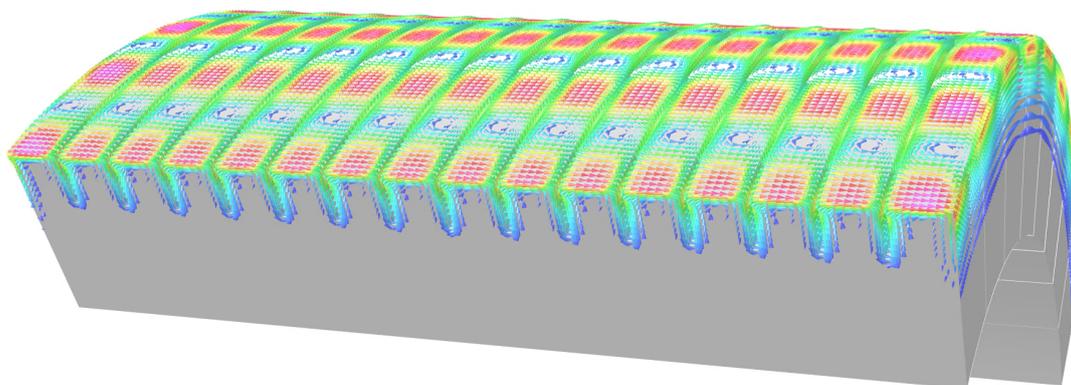
**Abbildung 3.11:** links: Grundmodell mit einem Schlitz in Umfangsrichtung  $z'_{\text{tang}} = 1$  mit  $b_{\text{ax}} = 0,225$  mm; dargestellt ist das Quadrat der Stromdichte  $J^2 \propto P_{\text{wb}}$ ; rechts: Auf die Verlustleistung des ungeschlitzten Grundmodells bezogene Verlustleistung eines einfach in Umfangsrichtung geschlitzten Modells in Abhängigkeit von der Schlitztiefe; Für beide den Abbildungen zugrunde liegenden Modelle gilt  $p = 16$ ,  $f = 300$  Hz,  $\delta = 0,5$  mm,  $B_0 = 0,15$  T und  $l_{\text{fe}}/\tau_p = 6,13$

definiert. Die auf das ungeschlitzte Grundmodell bezogenen Verluste in Abhängigkeit von  $z'_{\text{tang}}$  sind in Abb. 3.12 dargestellt. Im vorliegenden Fall mit  $p = 16$ ,  $f = 300$  Hz und  $l_{\text{fe}}/\tau_p = 6,13$  führt bereits das Hinzufügen von  $z'_{\text{tang}} = 5 \text{ cm}^{-1}$  zu einer Oberflächenverlustreduktion von ca. 50%. Die Schlitzbreite hat im vorliegenden Fall keine signifikante Auswirkung auf die resultierenden Wirbelstromverluste, obgleich die dem Stator zugewandte Rotoroberfläche durch Hinzufügen von  $b_{\text{ax}} > 0$  mm verkleinert und dadurch der effektive magnetische Luftspalt vergrößert wird.



**Abbildung 3.12:** Bezogene Verlustleistung in Abhängigkeit von der Anzahl der Schlitze in Umfangsrichtung für  $p = 16$ ,  $f = 300$  Hz,  $\delta = 0,5$  mm,  $B_0 = 0,15$  T und  $l_{\text{fe}}/\tau_p = 6,13$   
**(a)** mit unendlich dünnen Schlitzen und  
**(b)** mit Schlitzen endlicher axialer Ausdehnung

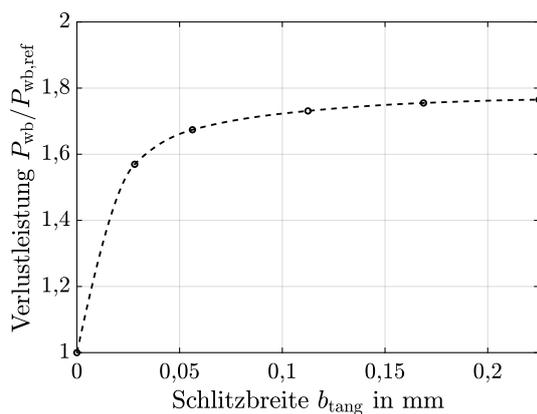
In jedem Fall erfolgt durch die Schlitzung in Umfangsrichtung eine Vergrößerung des Widerstands entlang des axial orientierten Hauptwirbelstrompfads. Abbildung 3.13 zeigt die Stromdichteverteilung und die Stromdichtevektoren eines Modells mit  $z'_{\text{tang}} = 4,84 \text{ cm}^{-1}$  und  $b_{\text{ax}} = 0,225 \text{ mm}$ . Zu erkennen ist, dass sich Wirbel auf der Rotoroberfläche ausbilden und dass sich die Wirbelstrombahnen über die Schlitzwände und unterhalb der Schlitzes schließen.



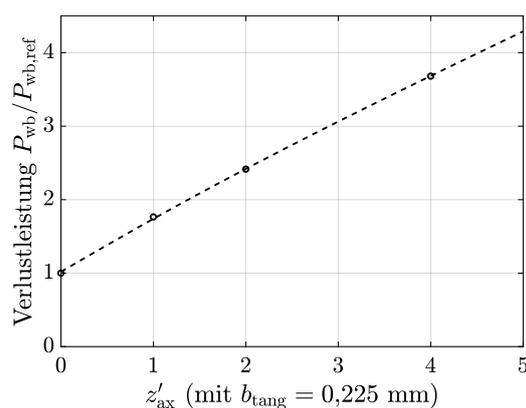
**Abbildung 3.13:** Qualitative Stromdichteverteilung und -vektoren eines Modells mit Schlitzung in Umfangsrichtung für  $p = 16$ ,  $f = 300 \text{ Hz}$ ,  $l_{\text{fe}}/\tau_{\text{p}} = 6,13$ ,  $z'_{\text{tang}} = 4,84 \text{ cm}^{-1}$  und  $b_{\text{ax}} = 0,225 \text{ mm}$

### 3.3.3 Axiale Schlitzung

Wird das ungeschlitzte Grundmodell mit Schlitzten in rein axialer Richtung mit  $\gamma_{\text{schl}} = 90^\circ$  gleicher Tiefe wie im Fall tangentialer Schlitzung ( $x_{\text{schlitz}} = 8 \cdot x_{\delta}$ ) versehen, führt dies hinsichtlich der Verlustleistung auf die in Abb. 3.14 gezeigten Tendenzen. Dabei beschreibt



**(a)** Abhängigkeit von der Schlitzbreite



**(b)** Abhängigkeit von  $z'_{\text{ax}}$

**Abbildung 3.14:** Bezogene Verlustleistung für  $p = 16$ ,  $f = 300 \text{ Hz}$ ,  $\delta = 0,5 \text{ mm}$ ,  $B_0 = 0,15 \text{ T}$ ,  $l_{\text{fe}}/\tau_{\text{p}} = 6,13$   
**(a)** in Abhängigkeit von der Schlitzbreite  $b_{\text{tang}}$  und mit  $z'_{\text{ax}} = 1$  und  
**(b)** in Abhängigkeit von der Anzahl der Schlitzes  $z'_{\text{ax}}$  und mit  $b_{\text{tang}} = 0,225 \text{ mm}$

$$z'_{ax} = \frac{z_{ax}}{2\nu'} \quad (3.38)$$

die Anzahl der Schlitze pro Halbwellen der jeweiligen Harmonischen mit der Ordnungszahl  $\nu'$ . Analog dazu lässt sich auch die auf den Umfang bezogene Anzahl der Axialschlitze gemäß

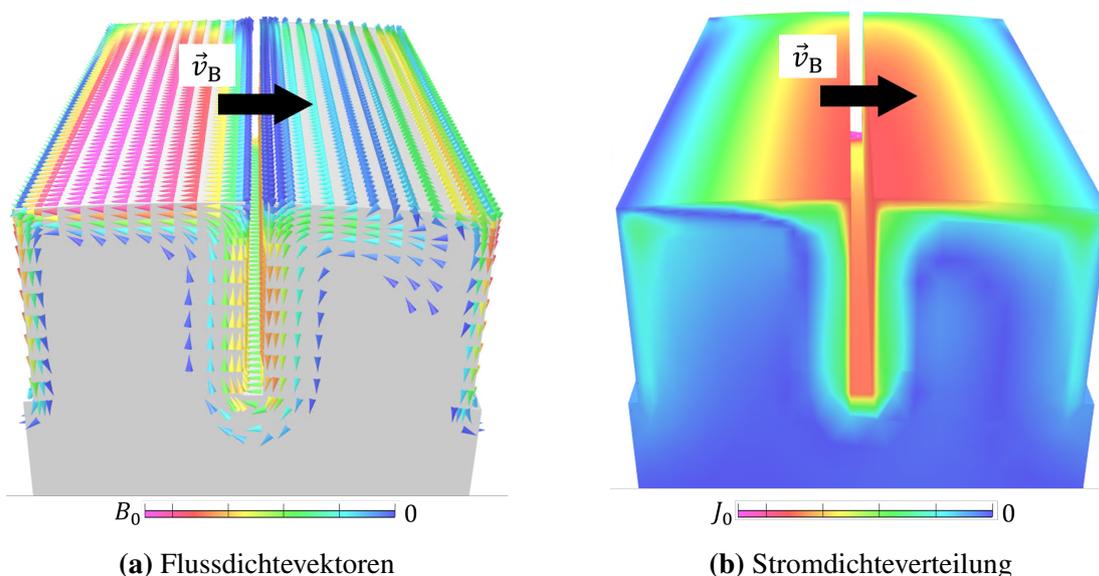
$$z''_{ax} = \frac{z'_{ax}}{\tau_{\nu'}} \quad (3.39)$$

definieren. Im Fall einer Axialschlitzung mit endlicher tangentialer Ausdehnung  $b_{tang} > 0$  steigen die Wirbelstromverluste signifikant mit Erhöhung von  $z'_{ax}$ , wie Abb. 3.14 (b) zeigt. Dies kann dadurch erklärt werden, dass der dem Stator zugewandte Anteil der Rotoroberfläche zwar verringert wird, der von einer Wechsellagerung durchsetzte Anteil der Rotoroberfläche jedoch vergrößert wird.

Dadurch, dass sich das Oberfeld senkrecht zu den Schlitzen bewegt, schließt es sich nun nicht mehr ausschließlich luftspaltnah, sondern wird auf einen Pfad unterhalb der Schlitze gezwungen (s. Abb. 3.15 (a)). Dadurch werden zusätzlich zur dem Stator zugewandten Oberfläche auch die Seitenwände als auch der Schlitzgrund einer Wechsellagerung ausgesetzt (s. Abb. 3.15 (b)), was letztlich zur Erhöhung der Wirbelstromverluste führt. Eine Verlusterhöhung tritt insbesondere zu den Zeitpunkten auf, zu denen sich der Hauptstrompfad auf Höhe eines Schlitzes befindet, sodass  $P_{wb}(t) \propto \partial B / \partial t$  im eingeschwungenen Zustand insbesondere Schwankungen der Frequenz

$$f_{wb,ax} = 2 \cdot z'_{ax} \cdot f_{\nu'} \quad (3.40)$$

aufweist.

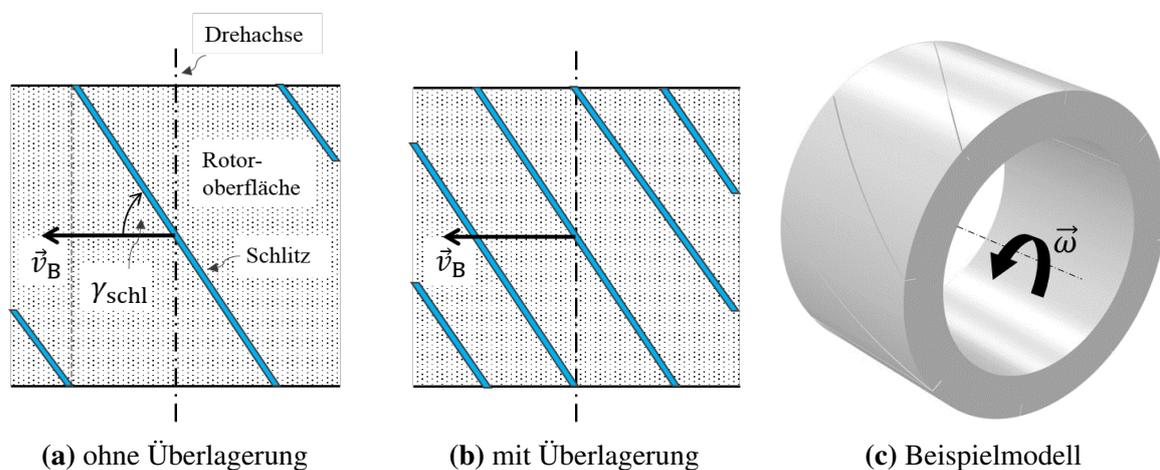


**Abbildung 3.15:** Schnittansicht auf die axiale Mitte eines Modells mit axialer Schlitzung,  
**(a)** Flussdichtevektoren und  
**(b)** Stromdichteverteilung

Die Verringerung der Schlitzbreite  $b_{\text{tang}}$  führt lediglich zu einer geringfügigen Verringerung der bezogenen Verlustleistung, wie Abb. 3.14 (a) zeigt. Dies kann damit erklärt werden, dass die Verringerung von  $b_{\text{tang}}$  zu einer Erhöhung des Anteils des magnetischen Flusses führt, der sich direkt über den Schlitz schließt und nicht auf den Pfad unterhalb der Schlitztiefe gezwungen wird. Das hat wiederum zur Folge, dass bei kleineren Schlitzbreiten  $b_{\text{tang}}$  weniger weichmagnetisches Material einer Wechsellagerung ausgesetzt ist, als dies bei großen  $b_{\text{tang}}$  der Fall wäre, sodass die Verlusterhöhung sinkt.

### 3.3.4 Schräge Schlitzung

Das Tordieren bzw. Schrägen der Schlitze gegenüber dem Geschwindigkeitsvektor der Rotoroberfläche führt auf eine evolvente Schlitzform (s. Abb. 3.16). Die Wirbelstromverlustleistung

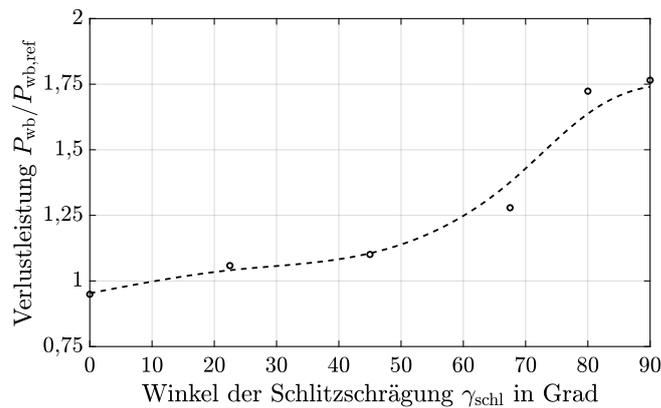


**Abbildung 3.16:** Prinzipskizze zur Definition von  $\gamma_{\text{schl}}$   
 (a) ohne Überlagerung der Schlitze,  
 (b) mit Überlagerung der Schlitze sowie  
 (c) Modell mit schrägen Schlitzen mit  $\gamma_{\text{schl}} = 45^\circ$

in Abhängigkeit von  $\gamma_{\text{schl}}$  ist in Abb. 3.17 dargestellt, wobei die Anzahl der Schlitze

$$z'_{\text{schr}} = \frac{z_{\text{schr}}}{2\nu'} \quad (3.41)$$

so gewählt wurde, dass es zu keiner Überlagerung der Schlitze kam (vgl. Abb. 3.16). Aufgrund der Anordnung an der Rotoroberfläche mit nun mehreren spitz zulaufenden Flächen war eine Vernetzung mit regelmäßigen Hexaedern nicht möglich. Obgleich durch die alternative Vernetzung mittels Tetraedern das numerische Rauschen erhöht wurde, konnten die erwarteten Tendenzen festgestellt werden. So erhöhen sich die Wirbelstromverluste im Fall steigenden Winkels  $\gamma_{\text{schl}}$  (vgl. [90]), und es lässt sich ein stetiger, monoton steigender Verlauf feststellen, woraus zu schließen ist, dass ein Winkel von  $\gamma_{\text{schl}} = 0^\circ$ , also eine Schlitzung in Umfangsrichtung, die verlustoptimale Schlitzorientierung darstellt. Jegliche Axialkomponente führt demnach zu einer Erhöhung der Wirbelstromverluste und sollte vermieden werden.



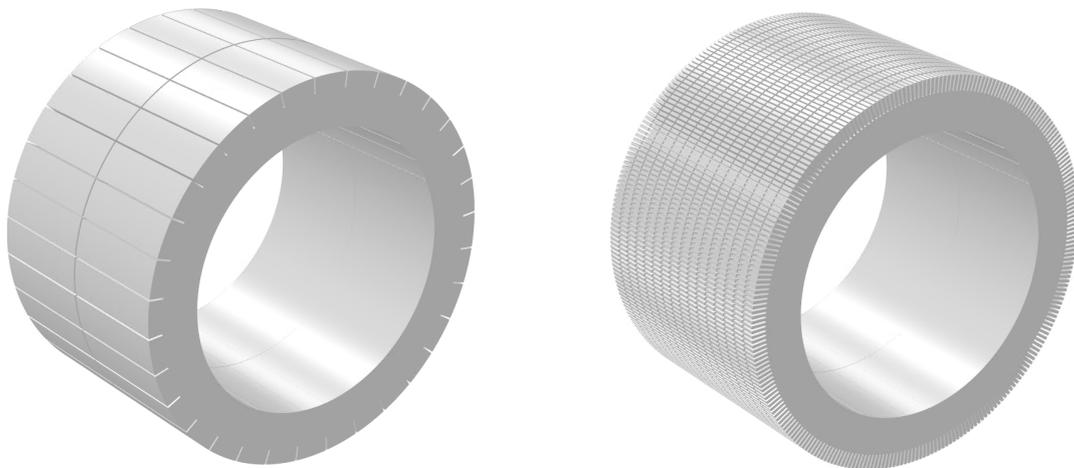
**Abbildung 3.17:** Bezogene Verlustleistung in Abhängigkeit vom Winkel  $\gamma_{\text{schl}}$  für  $p = 16$ ,  $f = 300\text{Hz}$ ,  $\delta = 0,5\text{mm}$ ,  $B_0 = 0,15\text{T}$  und  $l_{\text{fe}}/\tau_{\text{p}} = 6,13$

### 3.3.5 Kombinierte Schlitzung

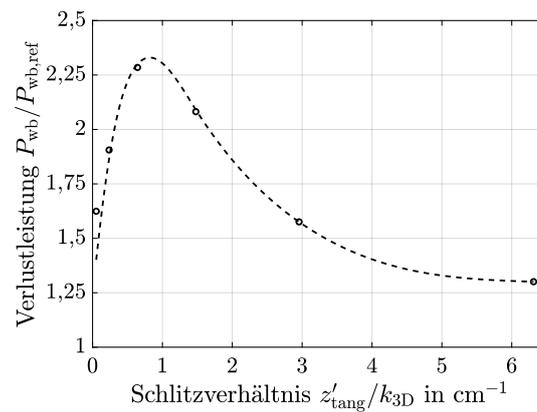
Basierend auf dieser Erkenntnis scheint eine Untersuchung komplexerer Schlitzmuster obsolet. Nichtsdestotrotz wird im Folgenden die Kombination aus der axialen und der tangentialen Strukturierung der Rotoroberfläche untersucht. Mithilfe der Angabe von

$$k_{3\text{D}} = \frac{z''_{\text{ax}}}{z'_{\text{tang}}} = \frac{l_{\text{fe}}}{\tau_{\text{v}'}} \cdot \frac{z'_{\text{ax}}}{z_{\text{tang}}} \quad (3.42)$$

lässt sich die Aufteilung der Rotoroberfläche vorteilhaft beschreiben, da auch das Verhältnis  $l_{\text{fe}}/\tau_{\text{v}'}$  mit in (3.42) einfließt. In Abb. 3.18 sind zwei Anordnungen der axial-tangentialen Schlitzung gezeigt. Alle Schlitzte werden wiederum mit endlicher Ausdehnung in allen Raumrichtungen simuliert und besitzen die Schlitztiefe gemäß (3.36). In Abb. 3.19 ist die Verlustleistung in Abhängigkeit von  $k_{3\text{D}}$  und  $z'_{\text{tang}}$  dargestellt. Es zeigt sich, dass eine gleichzeitige Erhöhung



**Abbildung 3.18:** Axial-tangentiales Schlitzmuster mit **links:**  $k_{3\text{D}} = 6,13$  und **rechts:**  $k_{3\text{D}} = 3,27$



**Abbildung 3.19:** Bezogene Verlustleistung axial-tangentialer Schlitzmuster in Abhängigkeit von  $k_{3D}$  und  $z'_{\text{tang}}$  für  $p = 16$ ,  $f = 300\text{Hz}$ ,  $\delta = 0,5\text{mm}$ ,  $B_0 = 0,15\text{T}$  und  $l_{\text{fe}}/\tau_p = 6,13$

von  $z'_{\text{tang}}$  und  $z'_{\text{ax}}$  zunächst zu einer Verlusterhöhung und dann zu einer Annäherung an den Verlustwert des ungeschlitzten Grundmodells führt. Daraus lässt sich schließen, dass sich die Verlustreduktion durch  $z'_{\text{tang}}$  und die Verlusterhöhung durch  $z'_{\text{ax}}$  im vorderen Teil der Kurve überlagern, der Effekt jedoch für große  $z'_{\text{tang}}$  nicht mehr zu beobachten ist. Wie im späteren Verlauf der Arbeit noch gezeigt wird, kann dies dadurch erklärt werden, dass mit steigender Anzahl der Schlitze die Rotoroberfläche reduziert wird und es zu einer Verlagerung der Wirbelstromverluste auf eine Ebene parallel zur Rotoroberfläche unterhalb der Schlitztiefe kommt.

### 3.3.6 Zwischenfazit

Die Untersuchungen im Abschnitt 3.3 ergeben, dass eine Schlitzen der Oberfläche in Umfangsrichtung zu einer signifikanten Verringerung der Wirbelstromverluste führt, wobei die Breite der Schlitze lediglich einen geringen Einfluss hat. Eine Schlitzen in axialer Richtung führte im Fall endlicher Schlitzbreite zu einer signifikanten Erhöhung der Wirbelstromverluste. Dies kann mit der Vergrößerung der Rotoroberfläche erklärt werden, die infolgedessen einer Wechsellagerung ausgesetzt wird. Durch die Variation des Schlitz-Schrägungswinkels  $\gamma_{\text{schl}}$  sowie die Überlagerung von axialer und tangentialer Schlitzen zeigte sich, dass eine Verlusterhöhung für alle Schlitze mit  $\gamma_{\text{schl}} > 0^\circ$  auftritt, woraus sich ableiten lässt, dass jede Schlitz- bzw. Oberflächenstruktur, die Schlitze mit Axialkomponenten enthält, die Wirbelstromverluste erhöht. Eine rein tangentiale Schlitzen stellt hinsichtlich der Verringerung von Oberflächenverlusten das Optimum dar.

Da unendlich dünne Schlitze fertigungstechnisch nicht möglich sind, führt jegliche Schlitzen zu einer Verringerung der dem Stator zugewandten Rotoroberfläche, durch die der Großteil des Luftspaltflusses in den Rotor eintritt. Mit steigender Anzahl der Schlitze und mit Vergrößerung der Schlitztiefe vergrößert sich dementsprechend der effektive magnetische Luftspalt. Die klassischen Untersuchungen zum Carter-Faktor erlauben die Berücksichtigung ebendieses Effekts für die Fälle  $\gamma_{\text{schl}} = 0^\circ$  und  $\gamma_{\text{schl}} = 90^\circ$  (z.B. [108, 109]). Die Adaption auf beliebig

komplexe Schlitzmuster ist nach Auswertung der Luftspaltflussdichte ebenfalls möglich. Nichtsdestotrotz ist die Vergrößerung des effektiven magnetischen Luftspalts im vorliegenden Fall unerwünscht, wodurch sich die Forderung ergibt, stets möglichst schmale Schlitz auszuführen. Die untere Grenze des Ausführbaren ist, wie oben bereits verdeutlicht, primär durch die Wahl des Fertigungsverfahrens, die Wahl des Materials und die Wahl der Prozessparameter bestimmt.

### 3.4 Messtechnische Validierung

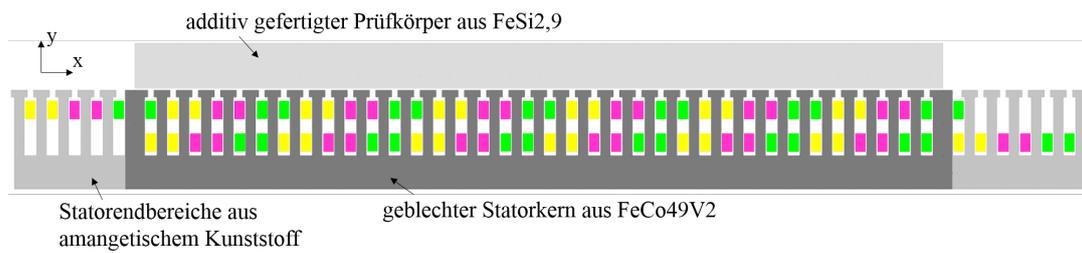
Das Ziel dieses Abschnitts ist die messtechnische Erfassung von Oberflächenverlusten und die Validierung der in Abschnitt 3.3 simulativ erarbeiteten Zusammenhänge. Grundsätzlich gestaltet sich die messtechnische Untersuchung von Wirbelstromverlusten auf Rotoroberflächen aufgrund mehrerer Faktoren praktisch besonders anspruchsvoll.

Zum einen ist bei der Messung der Verlustleistung über die entstehende Verlustwärme der Entstehungsort der Verluste meist nur schwer zugänglich, da der Luftspalt bei Servomotoren oft weniger als 1 mm breit ist, der Rotor rotiert und die Temperaturmessung in den meisten Fällen leitungsgebunden erfolgt. Eine Messmöglichkeit stellen in die Rotoroberfläche eingebettete oder vergrabene Sensoren dar. Es ist jedoch davon auszugehen, dass solche Sensoren, mit Blick auf die zuvor dargestellten komplexen Verlust- und somit auch Temperaturverteilungen, die Messergebnisse beeinflussen würden. Eine weitere Herausforderung ist der erwartete absolute Betrag der Oberflächenverluste im Bereich einzelner Prozente von  $P_N$  [92, 94]. Die erwartete Temperaturerhöhung kann daher durchaus im Bereich von  $\Delta T < 0,1$  K liegen. Hinzu kommt die Tatsache, dass die aufgrund der an der Oberfläche fließenden Wirbelströme entstehende Wärme sich aufgrund der hohen thermischen Leitfähigkeit der weichmagnetischen Materialien sehr schnell in das Rotorinnere ausbreitet. Auch ist die Trennung der Wirbelstromverluste von den Hysterese- und den Exzessverlusten lediglich rechnerisch möglich.

Um diesen Herausforderungen zu begegnen, werden im Folgenden ein Prüfaufbau und eine Messmethodik beschrieben, mit deren Hilfe Oberflächenverluste erfasst werden und die zuvor genannten Aspekte ausreichend beherrscht werden können. Daraufhin werden die Messergebnisse unterschiedlich geschlitzter, additiv gefertigter Prüfkörper dargestellt, diskutiert und mit den Simulationsergebnissen verglichen.

#### 3.4.1 Versuchsaufbau und Messgeräte

Zur Untersuchung der Oberflächenverluste wurde der in Abb. 3.20 dargestellte Linearprüfstand aufgebaut, mit dessen Hilfe additiv gefertigte, quaderförmige Prüfkörper untersucht werden können. Mit dem Linearstator wird eine Wanderwelle definierter Frequenz und Amplitude erzeugt, die im Prüfkörper eine Wechsellagerung hervorruft und somit die Effekte einer im Luftspalt asynchron zum Rotor umlaufenden Oberwelle nachbildet. Eine Bewegung des



**Abbildung 3.20:** Schematische Schnittansicht des Linearstators inkl. Wicklung und Prüfling (Kappe und Luftregion ausgeblendet)

Prüflings ist nicht nötig, da lediglich die Relativgeschwindigkeit der Wanderwelle gegenüber der Prüfkörperoberfläche für die Wirbelstromeffekte ausschlaggebend ist. Dies und die Tatsache, dass der Luftspalt im Prinzip frei wählbar ist, erleichtern die Unterbringung der Temperatursensoren auf der Prüfkörperoberfläche. Da der Prüfkörper bei Bestromung des Stators eine Kraft erfährt, muss er gegen Bewegung gesichert werden. Der Luftspalt ist mit Kapton-Polyimidfolie ausgefüllt, um den Prüfkörper elektrisch und möglichst auch thermisch vom Linearstator zu entkoppeln. Der Prüfkörper wird zudem von einer thermisch isolierenden Kappe umgeben, um die vom Prüfkörper an die Umgebung abgegebene Wärme zu reduzieren.

Die Bemessungs- und Wicklungsdaten des Linearstators zeigt Tab. 3.1. Um ein möglichst oberwellenarmes Luftspaltfeld zu erzeugen, wurde eine Zweischichtwicklung gewählt, was zusätzliche, halb gefüllte Nuten an den Enden des Linearstators bedingt (a. Abb. 3.20). Dies führt dazu, dass die Wanderwelle im Endbereich nicht schlagartig verschwindet, sondern „versickert“. Gemäß der Erkenntnis aus dem vorherigen Abschnitt, ein möglichst hohes  $I_{fe}/\tau_{V'}$  zur Verringerung von Stirnseiteneffekten zu erreichen, ist für das erregte Wanderfeld eine möglichst

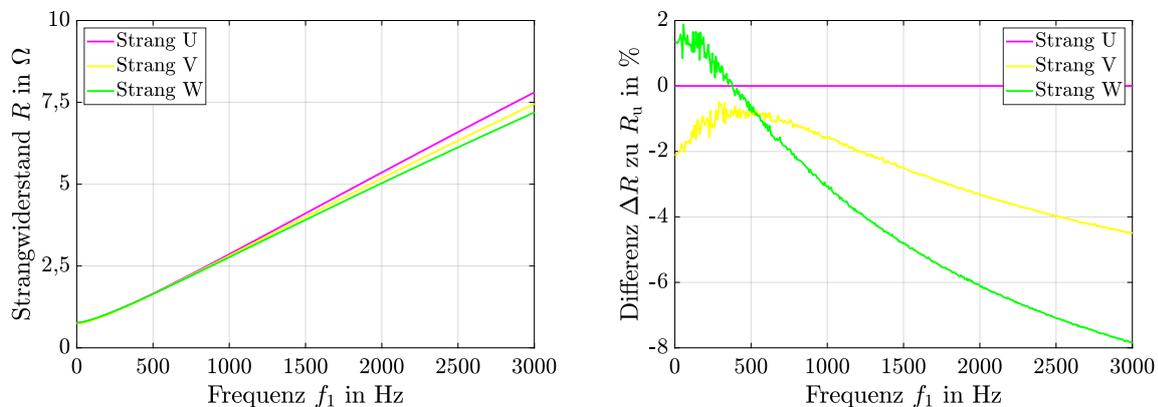
**Tabelle 3.1:** Bemessungs- und Wicklungsdaten des Linearprüfstands

Prüfkörpermaße $x, y, z$	180 mm, 10 mm, 30 mm
Statormaße (inkl. Endbereiche) $x, y, z$	235 mm, 22 mm, 30 mm
Luftspaltweite $\delta$	0,5 mm
Polpaarzahl $p$	3
Strangzahl $m$	3
Lochzahl $q$	2
Wicklungsschritt $y/y_{\emptyset}$	5/6
Statornutzahl (inkl. Endbereiche) $N_1$	47
Nutbreite/Zahnbreite $b_{n,1}/b_{z,1}$	1,31
Bemessungsstrom $I_N$	3 A
Frequenzbereich $f_N$	30 Hz bis 3000 Hz

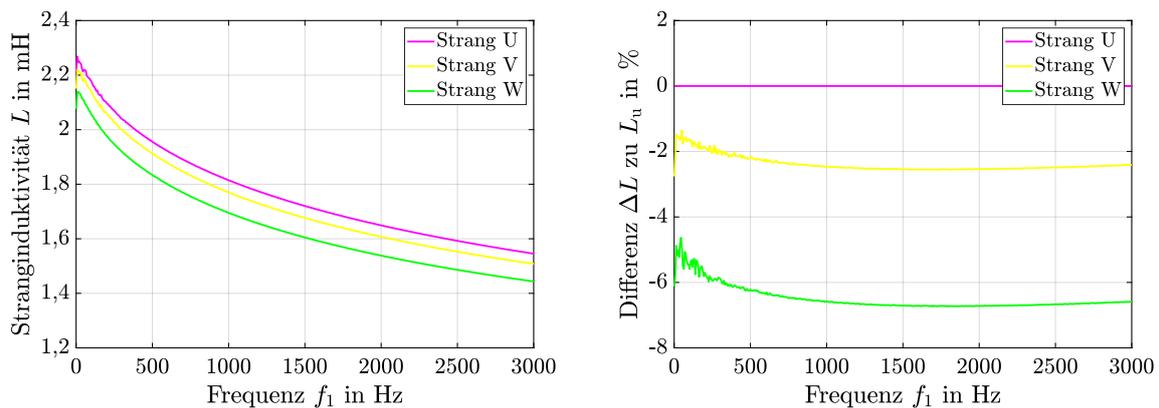
hohe Polpaarzahl zu wählen. Die Ausdehnung in  $x$ -Richtung (s. Abb. 3.20) ist bestimmt durch die Länge der Prüfkörper, sodass  $p$  in erster Linie durch die maximal unterzubringende Statornutzahl  $N_1$  begrenzt wird, welche wiederum von der minimal fertigmachen Statorzahnbreite  $b_{z,1}$  abhängt. Eine weitere Erhöhung von  $p$  wäre auch mit einer Reduzierung von  $q$  realisierbar, jedoch ist  $q < 2$  aufgrund der dann erhöhten Oberwellenstreuung nicht zu empfehlen. Als Stator kernmaterial wurden FeCo49V2-Bleche mit 0,2 mm Dicke gewählt, um den Einfluss der statorseitigen Ummagnetisierungsverluste auf die Leistungsbilanz möglichst gering zu halten. Die additiv gefertigten Prüfkörper bestehen aus FeSi2,9.

Zudem erweist es sich als vorteilhaft, die halb gefüllten Statornuten im Endbereich außerhalb des Aktivteilbereichs zu platzieren. Um Randeffekte in den Endbereichen zu verringern, wurden die Zähne im Endbereich aus amagnetischem Kunststoff gefertigt und die Randzähne des weichmagnetischen Statoraktivteils, wie in [110] vorgeschlagen, breiter ausgeführt. Die gewählte Wicklungsausführung, die amagnetischen Endbereiche in Verbindung mit den verbreiterten Endzähnen und die ungleichmäßigen Stirnverbindungen der Spulenseiten führen letztlich dazu, dass die Statorwicklung nicht mehr symmetrisch ist. Mit einem Impedanzanalysator (Modell: *Omicron Lab Bode 100*) wurden der Frequenzgang der Strangwiderstände und der Frequenzgang der Stranginduktivitäten bei aufgelegtem, ungeschlitzten Referenzprüfkörper aufgenommen. Die Verläufe sind in Abb. 3.21 und Abb. 3.22 dargestellt. Die Unsymmetrie der Wicklung lässt sich demnach auf wenige Prozent beziffern. Da die Speisung des Linearstators ohnehin stromgeregelt mithilfe linearer Leistungsverstärker (*Rohrer Hero Power PFL-2250-28*) erfolgt und für ein bestimmtes Luftspaltfeld in erster Linie die Durchflutung maßgebend ist, kann die Unsymmetrie der Wicklung für die folgenden Untersuchungen vernachlässigt werden.

Aus Redundanzgründen erfolgte die Messung der aufgenommenen Leistung auf zwei Wegen. So wurden die Strangspannungs- und Strangstromzeitverläufe zum einen mithilfe von Spannungs-Differenzastköpfen (*Tektronix P5200*) bzw. Strommesszangen (*Keysight N2780B*) und einem Oszilloskop (*Teledyne LeCroy HDO8108*) gemessen und zum anderen mithilfe eines Präzisions-Leistungsmessgeräts (*ZES Zimmer LMG671*). Das Leistungsmessgerät zeichnet zudem dreiphasig die Werte von Wirk-, Blind- und Scheinleistung auf, um somit Rückschlüs-



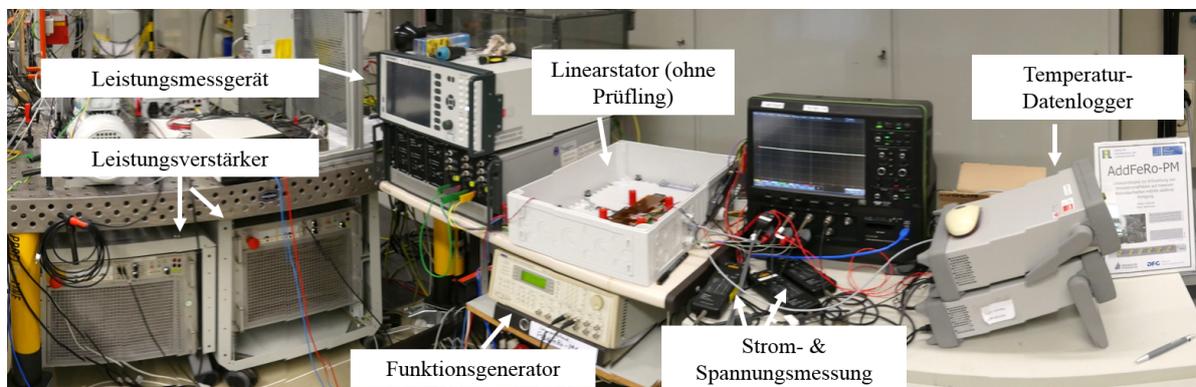
**Abbildung 3.21:** Gemessener Verlauf der Strangwiderstände in Abhängigkeit von der Speisefrequenz; **links:** Absolutwert und **rechts:** relative Abweichung zu  $R_u$



**Abbildung 3.22:** Gemessener Verlauf der Stranginduktivitäten in Abhängigkeit von der Speisefrequenz; **links:** Absolutwert und **rechts:** relative Abweichung zu  $L_0$

se auf die Leistungsbilanz der unterschiedlichen Schlitzmuster zu ziehen. Die Erfassung der Luftspalthauptfeldamplitude erfolgte mittels Messspulen, die entlang des Stators verteilt waren.

Die Messung der Temperatur an der Prüfkörperoberfläche erfolgte mit Pt1000-Sensoren der Genauigkeitsklasse 1/10 B nach DIN EN 60751 [111]. Die Wärmeübertragung wurde durch die Verwendung von Wärmeleitpaste zusätzlich verbessert. Die Temperaturzeitverläufe wurden über einen Mehrkanal-Multiplexer (*Keysight 34901A*) mit einem Datenlogger (*Keysight 34970A*) aufgenommen. Abbildung 3.23 zeigt den gesamten Prüfstand.



**Abbildung 3.23:** Aufbau des Linearprüfstands zur Messung von Oberflächenverlusten

### 3.4.2 Methodik und Versuchsdurchführung

Mithilfe des Linearstators kann im Luftspalt eine annähernd sinusförmige Feldverteilung konstanter Wellenlänge, variabler Frequenz und variabler Amplitude erzeugt werden. Die Frequenz wird in der durchgeführten Untersuchung zwischen 30 Hz und 3000 Hz variiert. Die maximal erreichbare Flussdichte beträgt bei  $I_1 = 3 \text{ A}$  und  $f_1 = 3000 \text{ Hz}$  ca. 0,1 T und wird in erster Linie

durch die Felddämpfung begrenzt. Eine Luftspaltflussdichte von  $\hat{B}_p = 0,1 \text{ T}$  wurde gewählt, da dieser Wert im Bereich realistischer Oberwellenamplituden von Synchronmaschinen liegt. Das Frequenzspektrum ist dadurch begründet, dass ausgehend von  $f_{1,\text{ref}} = 6 \cdot f_1 = 300 \text{ Hz}$  (für  $f_1 = 50 \text{ Hz}$ ), mit der die Felder mit  $v' = -5p$  und  $v' = 7p$  die Rotoroberfläche ummagnetisieren, die Wirbelstromeffekte von  $1/10 \cdot f_{1,\text{ref}}$  bis  $10 \cdot f_{1,\text{ref}}$  ausgewertet werden können.

Die Leistungsbilanz des Prüfstands ist in Abb. 3.24 dargestellt. Aufgrund der Fixierung des Prüf-

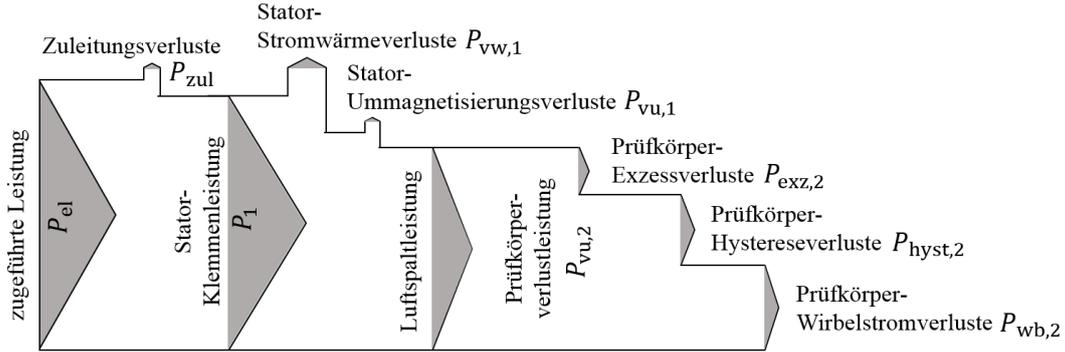


Abbildung 3.24: Wirkleistungsbilanz des Linearprüfstands

körpers wird keine mechanische Leistung umgesetzt, sodass sich die Wirbelstromverlustleistung des Prüfkörpers  $P_{wb,2}$  mit

$$P_{wb,2} = P_{el} - (P_{zul} + P_{vw,1} + P_{vu,1} + P_{hyst,2} + P_{exz,2}) \quad (3.43)$$

bestimmen lässt. Dabei sind die Stator-Stromwärmeverluste

$$P_{vw,1} = P_{vw,U} + P_{vw,V} + P_{vw,W} = \begin{pmatrix} R_U \\ R_V \\ R_W \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_U^2 \\ I_V^2 \\ I_W^2 \end{pmatrix} \quad (3.44)$$

aufgrund der Unsymmetrie auf die drei Stränge leicht ungleichmäßig verteilt. Die Ummagnetisierungsverluste des Stators können mit

$$P_{vu,1} = k_{hyst,1} \cdot f_1 \hat{B}^2 + k_{wb,1} \cdot f_1^2 \hat{B}^2 + k_{exz,1} \cdot f_1^{1,5} \hat{B}^{1,5} \quad (3.45)$$

berechnet werden. Die Verlustkennwerte können gängigen Verlustkennlinien (z.B. [40]) von Fe-Co49V2 entnommen werden und sind im Folgenden mit  $k_{hyst,1} = 1,5 \text{ Am}^4/\text{Vs}$ ,  $k_{wb,1} = 0,04 \text{ Am}^4/\text{V}$  und  $k_{exz,1} = 0$  angenommen. Eine Trennung der Wirbelstromverluste des Prüfkörpers  $P_{wb,2}$  von den Hystereseverlusten  $P_{hyst,2}$  und Exzessverlusten  $P_{exz,2}$  ist streng genommen nur über eine Verhältnisbildung

$$\frac{P_{hyst,2} + P_{exz,2}}{P_{wb,2}} = \frac{k_{hyst,2} \cdot f_1 + k_{exz,2} \cdot f_1^{1,5}}{k_{wb,2} \cdot f_1^2} \quad (3.46)$$

möglich. Über die Messung der aufgenommenen Leistung lässt sich also nur die Höhe der Ummagnetisierungsverluste im Prüfkörper  $P_{vu,2}$  bestimmen.

Die zweite Möglichkeit zur Bestimmung der Ummagnetisierungsverluste ergibt sich aus der Messung der Oberflächentemperatur. Dazu wird zunächst angenommen, dass während der Zeit  $\Delta T_v$  auf der dem Stator zugewandten Oberfläche des Prüfkörpers die Verlustleistung  $P_{v,2} = p_{v,2} \cdot m_{\text{ers}}$  eingeprägt wird, wobei  $m_{\text{ers}}$  die „Ersatz-Masse“ eines „Ersatz-Volumens“ darstellt, in das die konstante Verlustleistung eingeprägt wird. Da mithilfe der im Folgenden vorgestellten Messmethode zunächst nur eine Verlustleistungsdichte bestimmt werden kann, ist die Identifikation ebendieses „Ersatz-Volumens“ entscheidend für die Bestimmung der Verlustleistung. Bevor ein möglicher Lösungsansatz diskutiert wird, wird zunächst die gewählte Messmethode vorgestellt.

Bei Vernachlässigung jeglichen Wärmetransports würde sich durch das Einprägen einer konstanten Verlustleistung der Temperaturhub

$$\Delta\vartheta = \vartheta_1 - \vartheta_0 = \frac{P_{v,2} \cdot \Delta T_v}{C_w} = \frac{p_{v,2} \cdot \Delta T_v}{c_w} \quad (3.47)$$

ausschließlich aus dem „Aufladen“ der Wärmekapazität  $C_w = c_w \cdot m_{\text{ers}}$  ergeben. Dass die Vernachlässigung der Wärmeleitung im vorliegenden Fall nicht zulässig ist, kann anhand des in Abb. 3.25 dargestellten, gemessenen Zeitverlaufs der Oberflächentemperatur einer Beispielmessung mit  $\hat{B}_p = 0,1 \text{ T}$  und  $f_1 = 2400 \text{ Hz}$  aufgezeigt werden. Die Dauer des Leistungsimpulses

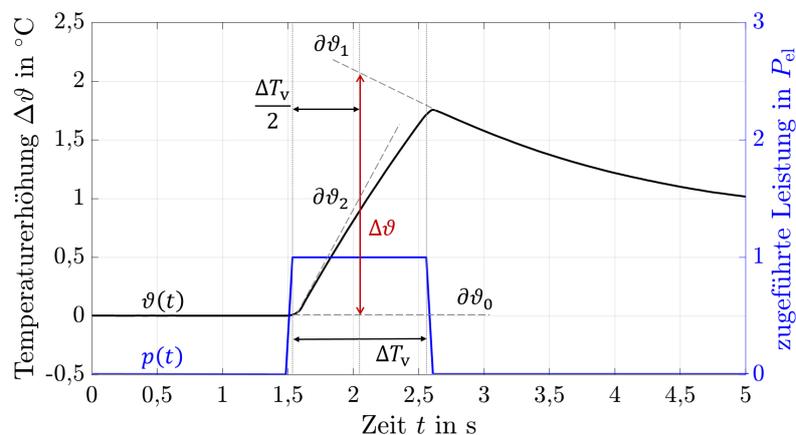


Abbildung 3.25: Beispielhafter, gemessener Temperaturzeitverlauf mit  $\hat{B}_p = 0,1 \text{ T}$  und  $f_1 = 2400 \text{ Hz}$

beträgt in allen Messungen  $\Delta T_v = 1 \text{ s}$ . So können vor und nach dem Zu- und dem Abschalten der Speisung Aufwärm- und Abkühlvorgänge beobachtet werden, welche jedoch rechnerisch vollständig eliminiert werden können, wenn zur Auswertung der Verlustdichte  $p_v$  die Tangenten des Temperatur-Zeitverlaufs kurz vor und kurz nach dem Zuschalten sowie kurz nach dem Abschalten der Speisung betrachtet werden.

Die Verlustdichte kann dann aus dem Vergleich der Tangenten kurz vor und kurz nach dem Zuschalten der Speisung,  $\partial\vartheta_2$  und  $\partial\vartheta_0$ , und mittels

$$p_v = (\partial\vartheta_2 - \partial\vartheta_0) \cdot c_w \quad (3.48)$$

berechnet werden. Auf das gleiche Ergebnis sollte die Auswertung der Tangenten kurz vor dem Zuschalten  $\partial \vartheta_0$  und kurz nach dem Abschalten der Speisung  $\partial \vartheta_1$  durch

$$p_v = \left( \frac{\vartheta_1 - \vartheta_0}{\Delta T_v} - \frac{\partial \vartheta_1 + \partial \vartheta_0}{2} \right) \cdot c_w \quad (3.49)$$

führen. Die weiteren Komponenten des Wärmetransports, die Wärmestrahlung und die Konvektion, können im vorliegenden Prüfaufbau vernachlässigt werden, da der Prüfkörper mit einer mit Glaswolle ausgekleideten, thermisch isolierenden Kunststoffkappe bedeckt wird und somit keine Luftströmung am Prüfkörper zustande kommt. Die thermisch isolierende Kappe verringert zudem die Wärmeübertragung vom Prüfkörper an die Umgebungsluft, sodass im vorliegenden Fall insbesondere für kurze Zeiten  $\Delta T_v$  von einem adiabatischen Erwärmungsvorgang ausgegangen werden kann, bei dem der Wärmetransport des Systems auf die Wärmeleitung innerhalb des Prüfkörpers begrenzt wird, welche aus der einseitigen Wärmezufuhr und dem daraus resultierenden inneren Temperaturgradienten folgt.

Nichtsdestotrotz stellt die Wärmeleitung innerhalb des Prüfkörpers die Quelle zweier methodischer Fehler dar, die mit der Messung der Oberflächentemperatur einhergehen und deren Einfluss zwar verringert, aber nicht gänzlich behoben werden kann:

1. Da die Wärmeleitung simultan mit dem Zustandekommen des Temperaturgradienten einsetzt und somit auch simultan Wärme in den Prüfkörper hinein abfließt, wird die mittels Gleichung (3.48) bzw. (3.49) bestimmte Verlustdichte, die sich aus der Messung des Temperaturhubs an der Oberfläche ergibt, in jedem Fall zu klein berechnet. Der Einfluss kann durch kurze Zeiten  $\Delta T_v$ , einen möglichst rechteckförmigen Leistungs-Zeitverlauf sowie hohe Abtastfrequenzen und hohe Genauigkeiten der Temperatursensoren verringert werden.
2. Nach Gleichung (3.48) bzw. (3.49) wird zunächst nur eine Verlustdichte bestimmt. Eine Bestimmung des Absolutbetrags der Verlustleistung ist jedoch nicht trivial, da die spezifische Wärmekapazität  $c_w$  eine Zustandsgröße darstellt und insbesondere lokal von der Temperatur abhängig ist. Eine Multiplikation der nach Gleichung (3.48) bzw. (3.49) bestimmten Verlustdichte mit der Masse  $m_2$  des Prüfkörpers wäre somit grob falsch.

Ein möglicher Lösungsansatz könnte die Identifikation einer „Ersatz-Wärmekapazität“ oder eines „Ersatz-Volumens“  $V_{2,ers}$  darstellen, innerhalb dessen alle Zustandsgrößen und die nach Gleichung (3.48) bzw. (3.49) bestimmte Verlustdichte als konstant angenommen werden. Im vorliegenden Fall der Prüfkörper mit konstanter Dichte  $\rho_2$  und der dem Stator zugewandten Oberfläche  $A_o = l_2 \cdot b_2$  wäre die Berechnung des Absolutbetrags der Verlustleistung also ausschließlich von der Wahl der „Ersatz-Tiefe“  $h_{2,ers}$  mit

$$P_{v,2} = p_{v,2} \cdot \rho_2 \cdot V_{2,ers} = \underbrace{p_{v,2} \cdot \rho_2 \cdot l_2 \cdot b_2}_{\text{konst.}} \cdot h_{2,ers} \quad (3.50)$$

abhängig.

Zur Identifikation von  $h_{2,ers}$  drängt sich die Frage auf, mit welcher Geschwindigkeit sich die Wärme innerhalb eines Mediums ausbreitet. Die Antwort beinhaltet wiederum die Lösung einer Diffusionsgleichung gemäß Gleichung (3.10), die im Fall eindimensionaler Wärmeleitung zu

$$\frac{\partial \vartheta(x,t)}{\partial t} = a_{th} \cdot \frac{\partial^2 \vartheta(x,t)}{\partial x^2} \quad (3.51)$$

definiert werden kann [112]. Dabei beschreibt  $a_{th}$  die sog. Temperaturleitfähigkeit

$$a_{th} = \frac{\kappa_{th}}{c_w \cdot \rho}, \quad (3.52)$$

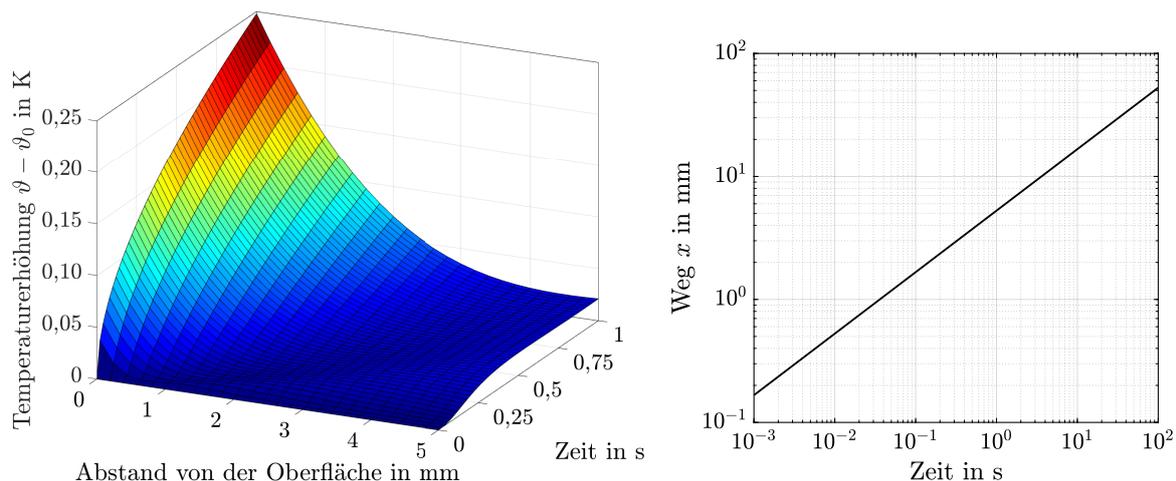
die sich aus der Wärmeleitfähigkeit  $\kappa_{th}$ , der spezifischen Wärmekapazität  $c_w$  und der Dichte  $\rho$  ermitteln lässt und die somit streng genommen ebenfalls eine Zustandsgröße darstellt. Im vorliegenden Fall der einseitigen Zufuhr konstanter Leistung an der Prüfkörperoberfläche ist die Randbedingung 2. Art, die einen konstanten Wärmestrom

$$\dot{q} = p_v = \text{konst.} \quad (3.53)$$

an der Oberfläche beschreibt, zu wählen. Die Lösung der Wärmeleitungsgleichung ergibt sich nach [113] dann zu

$$\vartheta(x,t) = \vartheta_0 + \frac{2p_v \sqrt{a_{th} \cdot t / \pi}}{\kappa_{th}} \cdot e^{-\frac{x}{2\sqrt{a_{th} \cdot t}}} - \frac{p_v \cdot x}{\kappa_{th}} \cdot \left( 1 - \text{erf} \left( \frac{x}{2\sqrt{a_{th} \cdot t}} \right) \right), \quad (3.54)$$

wobei „erf“ die Gaußsche Fehlerfunktion beschreibt. Die Temperaturentwicklung für  $a_{th} = 6,94 \cdot 10^{-6} \text{m}^2/\text{s}$ ,  $\vartheta_0 = 20^\circ\text{C}$  und  $p_v = 2 \text{kW/kg}$  ist in Abb. 3.26 links dargestellt. Entscheidend für den Zusammenhang zwischen der eingepprägten Verlustleistung bzw. dem Wärme-



**Abbildung 3.26:** Darstellung der Lösung der eindimensionalen Wärmeleitungsgleichung;  
**links:** Temperaturerhöhung in Abhängigkeit von der Strecke in  $x$ -Richtung gemäß Abb. 3.1 und von der Zeit und  
**rechts:** Darstellung der Eindringgeschwindigkeit der Wärme

strom und der Oberflächentemperatur ist die sog. thermische Zeitkonstante

$$\xi = \frac{x}{2\sqrt{a_{th} \cdot t}}, \quad (3.55)$$

die sowohl das Argument des Exponentialterms als auch das der Gaußschen Fehlerfunktion in Gleichung (3.54) ist. In Abb. 3.26 rechts ist nun der Zusammenhang  $x = 2\sqrt{a_{th} \cdot t}$  dargestellt. Mithilfe von  $x$ , also dem Weg, den die Wärme in einer bestimmten Zeit zurücklegt, kann eine Abschätzung für die gesuchte Höhe  $h_{2,ers}$  erfolgen. Auf diesem Weg kann letztlich die Verlustleistung auch über die Messung der Änderung der Oberflächentemperatur bestimmt werden.

### 3.4.3 Diskussion der Messergebnisse

Im diesem Abschnitt werden die am Linearprüfstand gewonnenen Messergebnisse vorgestellt und diskutiert. Bevor auf die Unterschiede zwischen der Eisen-Silizium- und der Eisen-Kobalt-Legierung eingegangen wird, erfolgt die Darstellung der Ergebnisse zur Untersuchung der unterschiedlichen Schlitzmuster.

#### 3.4.3.1 Untersuchung unterschiedlicher Schlitzmuster

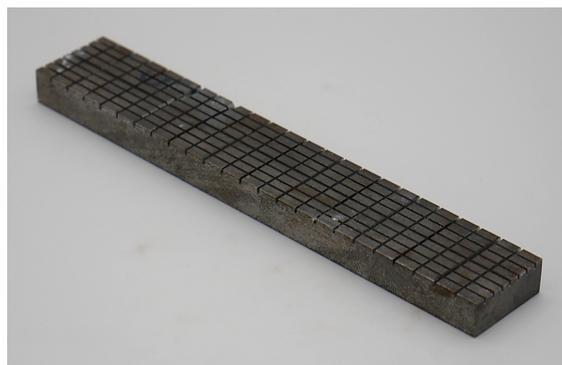
Für die messtechnische Untersuchung standen die in Tab. 3.2 aufgelisteten Prüfkörper (Abk.: Pk) zur Verfügung. Da die Schlitze des als „quer geschlitzt“ bezeichneten Pk2 im Winkel  $\gamma_{schl} = 90^\circ$  zur Ausbreitungsrichtung des Wanderfelds stehen, entspricht diese Anordnung, übertragen auf eine drehende elektrische Maschine, der Schlitzung in axialer Richtung. Analog dazu entspricht der „längs geschlitzte“ Pk3 der Schlitzung in Umfangsrichtung mit  $\gamma_{schl} = 0^\circ$ . Die Prüfkörper Pk2 bis Pk5 wurden mit Schlitzmustern versehen, wobei die Anzahl der Schlitze in jeweils drei Stufen gemäß Tab. 3.3 erhöht wurde. In Abb. A.4 sind einmal beispielhaft der längs geschlitzte Pk3 der 2. Stufe und der kombiniert längs-quer geschlitzte Pk5 der 3. Stufe gezeigt.

**Tabelle 3.2:** Material, Eigenschaften und Schlitzmuster der untersuchten Prüfkörper

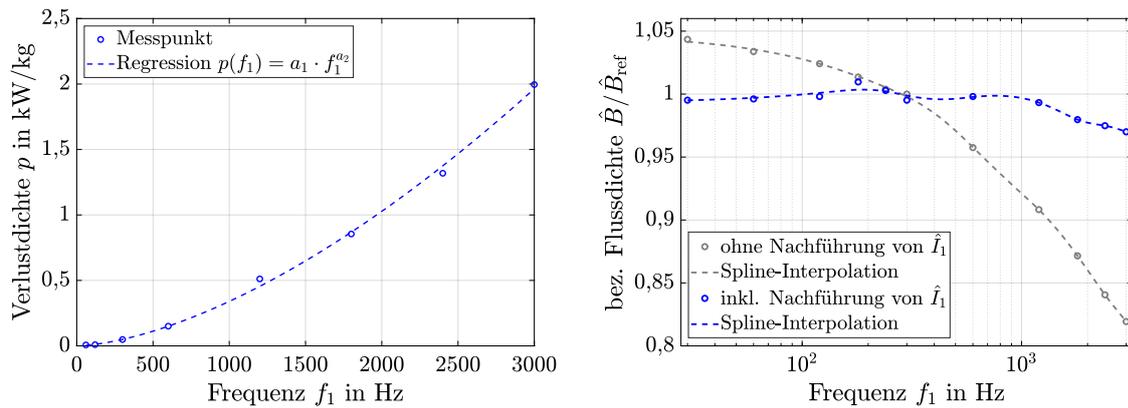
Werkstoff	Nachbehandlung	Bez.	Schlitzmuster	$\gamma_{schl}$
FeSi2,9	2,0 Std. 900 °C	Pk1	ungeschlitzt, Referenzprüfkörper	-
		Pk2	quer geschlitzt	90°
		Pk3	längs geschlitzt	0°
		Pk4	schräg geschlitzt	45°
		Pk5	kombiniert längs-quer geschlitzt	0° & 90°
FeCo50	2,0 Std. 1100 °C	Pk6	ungeschlitzt	-
	1,5 Std. 800 °C	Pk7	ungeschlitzt	-
	4,5 Std. 1100 °C	Pk8	ungeschlitzt	-

**Tabelle 3.3:** Definition der Schlitzmuster der Prüfkörper Pk2 bis Pk5

	Stufe	$z_{\text{tang}}$	$z'_{\text{tang}}$	$z_{\text{ax}}$	$z'_{\text{ax}}$	$z_{\text{schr}}$	$z'_{\text{schr}}$
Pk2	1	-	-	6	1	-	-
	2	-	-	11	1,83	-	-
	3	-	-	23	3,83	-	-
Pk3	1	1	0,33	-	-	-	-
	2	3	1,00	-	-	-	-
	3	7	2,33	-	-	-	-
Pk4	1	-	-	-	-	6	1
	2	-	-	-	-	12	2
	3	-	-	-	-	24	4
Pk5	1	1	0,33	6	1	-	-
	2	3	1,00	11	1,83	-	-
	3	7	2,33	23	3,83	-	-

**(a)** längs geschlitzter Prüfkörper**(b)** längs-quer geschlitzter Prüfkörper**Abbildung 3.27:** Prüfkörper **(a)** Pk3, 2. Stufe, und **(b)** Pk5, 3. Stufe

In Abb. 3.28 links ist zunächst die messtechnisch und mit Gleichung (3.48) bestimmte Oberflächenverlustdichte des Referenzprüfkörpers Pk1 in Abhängigkeit von der Speisefrequenz  $f_1$  gezeigt. Wie bereits in Abschnitt 3.4.2 dargestellt, ist das Ergebnis der gewählten Messmethodik zunächst eine (hier: gravimetrische) Verlustleistungsdichte. Die Bestimmung der Verlustleistung erfolgt erst im späteren Verlauf dieses Abschnitts durch die Auswertung der aufgenommenen Wirkleistung. Die Luftspaltflussdichte wurde durch Nachführen von  $\hat{I}_1$  im gesamten Frequenzbereich konstant gehalten (Abweichung  $|(\hat{B} - \hat{B}_{\text{ref}}) / \hat{B}_{\text{ref}}| < 3\%$ ), um der Felddämpfung entgegenzuwirken (s. Abb. 3.28 rechts). Weiterhin ist in Abb. 3.28 links eine Regressionskurve zu sehen und in Abb. 3.28 rechts eine Interpolationskurve. Alle im Folgenden gezeigten Regressionskurven wurden mithilfe der Methode der kleinsten Quadrate erzeugt. Für die Abhängigkeit der Verlustdichte von der Flussdichte bzw. von der Frequenz wurde dazu der



**Abbildung 3.28:** links: Messtechnisch und mittels Gleichung (3.48) bestimmte Verlustleistungs-dichte des Referenzprüfkörpers Pk1 und  
rechts: Auswirkung der Felddämpfung auf die Flussdichte

Modellansatz einer Potenzfunktion gemäß

$$p(f_1) = a_1 \cdot f_1^{a_2} \quad \text{mit } \hat{B}_p = \text{konst.}, \quad (3.56)$$

$$p(\hat{B}_p) = a_3 \cdot \hat{B}_p^{a_4} \quad \text{mit } f_1 = \text{konst.} \quad (3.57)$$

gewählt, wobei  $a_1 \dots a_4 \in \mathbb{R}$  hier die Parameter der Potenzfunktion darstellen. Die Güte der Regressionskurve wird dabei standardmäßig mit dem Bestimmtheitsmaß  $R^2$  angegeben, das beispielsweise im Fall von Abb. 3.28 links  $R^2 = 99,79\%$  beträgt, sodass eine gute Übereinstimmung mit der gewählten Modellfunktion bestätigt werden kann. Steht nicht der funktionale Zusammenhang im Vordergrund oder stehen nur wenige Messwerte zur Verfügung, werden im Folgenden anstatt der Regressionskurven Interpolationskurven dargestellt, welche mithilfe von Splinefunktionen gewonnen wurden [114].

In Abb. 3.29 sind die Ergebnisse nach Gleichung (3.56) für die Prüfkörper Pk1 bis Pk5 der Messreihe  $p(f_1)$  dargestellt. Wie erwartet zeigt sich, dass eine Querschlitzung tendenziell zu einer Erhöhung der Verlustdichte und eine Längsschlitzung zu einer Verringerung der Verlustdichte führt. Eine Diagonal- oder kombinierte Längs-quer-Schlitzung führt zu einer Oberflächenverlustdichte, die zwar geringer im Vergleich zur Querschlitzung, jedoch höher im Vergleich zur Längsschlitzung ist. Wie zuvor simulativ prognostiziert, entspricht dies der Vorstellung, dass sich die Effekte reiner Längs- und Querschlitzung überlagern. Da bei Pk4 und Pk5 offenbar der Effekt der Verlustverringerung gegenüber der Verlusterhöhung überwiegt, stellt sich im Vergleich zum Referenzprüfkörper ebenfalls eine Verlustverringerung ein. Die geringste Verlustdichte weist jedoch in jedem Fall der rein längs geschlitzte Pk3 und die höchste Verlustdichte der rein quer geschlitzte Pk2 auf.

Die Parameter  $a_1$  und  $a_2$  sowie die  $R^2$ -Werte der Regressionskurven aus Abb. 3.29 sind in Tab. 3.4 gezeigt. In allen Fällen wurde ein Bestimmtheitsmaß von  $R^2 > 99\%$  erreicht, sodass festgestellt werden kann, dass die Regressionskurven den messtechnisch ermittelten funktionalen Zusammenhang sehr gut approximieren.

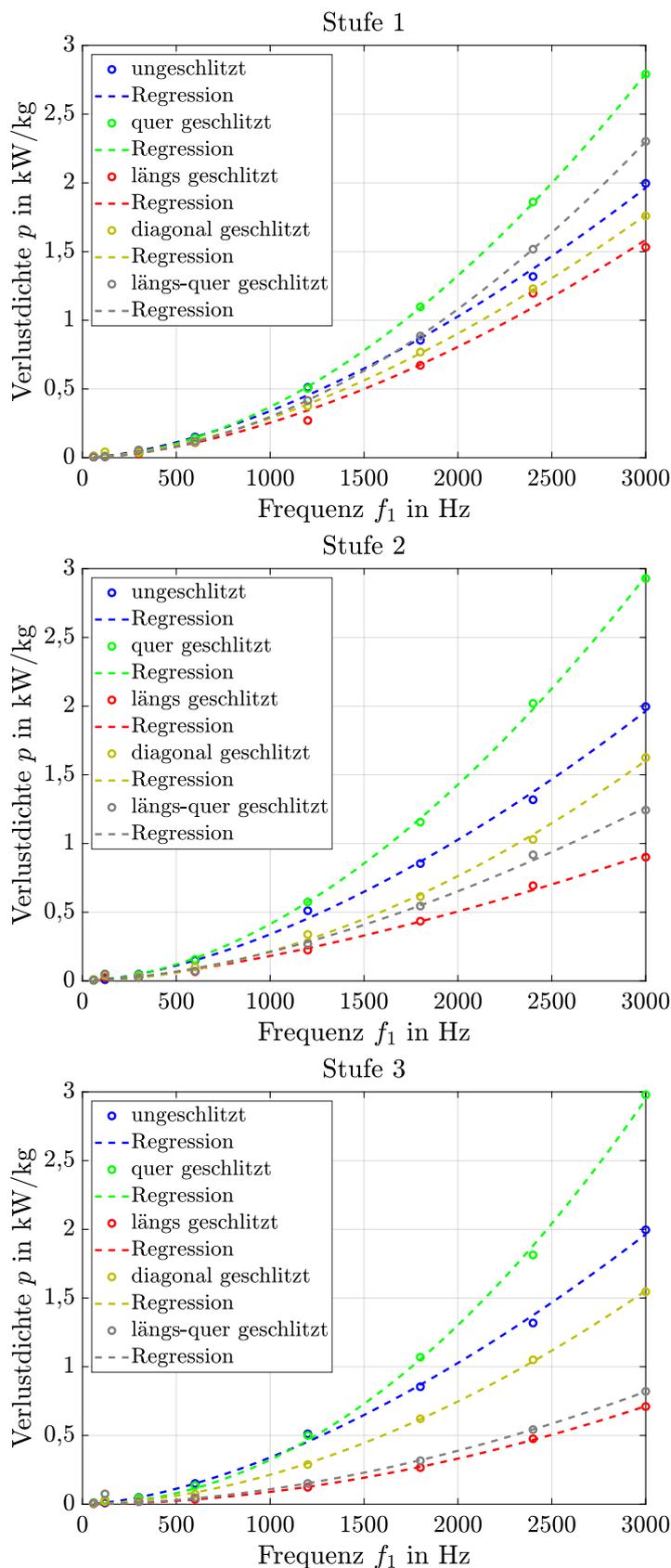


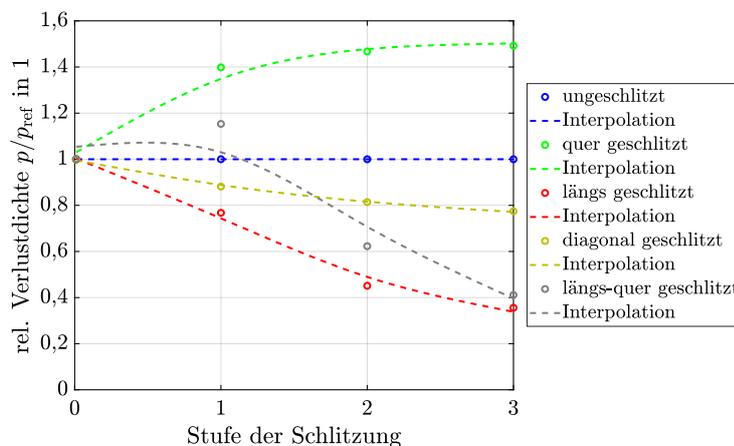
Abbildung 3.29: Messtechnisch erfasste Oberflächenverlustdichte in Abhängigkeit von  $f_1$  und mit  $\hat{B} = 0,1 T = \text{konst.}$ ; oben: Stufe 1, mitte: Stufe 2, unten: Stufe 3

**Tabelle 3.4:** Parameter  $a_1$ ,  $a_2$  und  $R^2$  der Regressionskurven der Messreihe  $p(f_1)$  nach Gleichung (3.56)

	Stufe	$a_1$	$a_2$	$R^2$
Pk1	-	$5,52 \cdot 10^{-3}$	1,60	99,79 %
Pk2	1	$1,11 \cdot 10^{-3}$	1,84	99,99 %
	2	$1,83 \cdot 10^{-3}$	1,78	99,95 %
	3	$0,29 \cdot 10^{-3}$	2,01	99,90 %
Pk3	1	$2,57 \cdot 10^{-3}$	1,67	99,24 %
	2	$6,86 \cdot 10^{-3}$	1,47	99,73 %
	3	$0,19 \cdot 10^{-3}$	1,89	99,91 %
Pk4	1	$3,21 \cdot 10^{-3}$	1,65	99,94 %
	2	$0,70 \cdot 10^{-3}$	1,83	99,79 %
	3	$0,83 \cdot 10^{-3}$	1,80	99,97 %
Pk5	1	$0,78 \cdot 10^{-3}$	1,86	99,99 %
	2	$2,73 \cdot 10^{-3}$	1,62	99,70 %
	3	$0,34 \cdot 10^{-3}$	1,83	99,10 %

Weiterhin fällt auf, dass der Exponent von  $f_1$  fast ausnahmslos im Bereich  $1,66 < a_2 < 1,82$  (95 %-Konfidenzintervall) liegt. Sein Erwartungswert liegt bei  $a_2 = 1,74$  und somit zwischen dem Wert, den der Exponent der klassischen Wirbelstromverluste aufweist ( $a_{2,\text{klass}} = 2$ ), und dem Wert, der sich aus der analytischen Vorausberechnung der Oberflächenverluste nach (3.29) ergibt ( $a_{2,\text{ana}} = 1,5$ ).

Die Abhängigkeit der Verlustdichte von der Schlitzstufe bei  $f_1 = 3000\text{Hz}$  und  $\hat{B} = 0,1\text{T}$  ist in Abb. 3.30 dargestellt. Auffällig ist, dass zusätzliche Längsschlitze in den Stufen 2 und 3 die



**Abbildung 3.30:** Darstellung der relativen Verlustdichte  $p/p_{\text{ref}}$  bei  $f_1 = 3000\text{Hz}$  und  $\hat{B} = 0,1\text{T}$  in Abhängigkeit von der Schlitzstufe

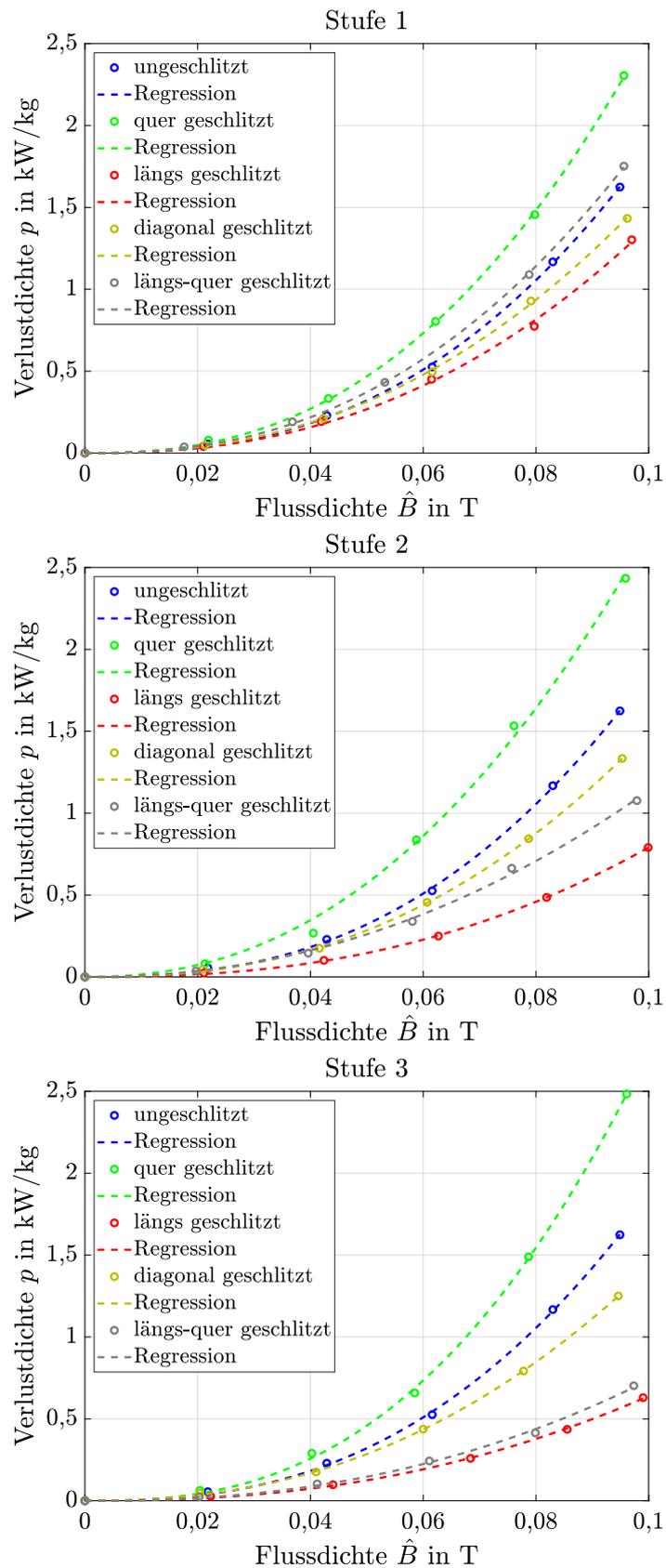
gemessene Verlustdichte weiterhin deutlich reduzieren, wohingegen zusätzliche Querschlitzte lediglich eine im Verhältnis geringere Verlusterhöhung mit sich bringen. Demnach wurde im Fall von Längsschlitzung in der 3. Stufe eine Verlustreduktion von ca.  $-64\%$  (1. Stufe:  $-23\%$ ) erreicht. Eine Querschlitzung führte in der 3. Stufe wiederum zu einer Verlusterhöhung von ca.  $+49\%$  (1. Stufe:  $+40\%$ ). Lediglich im Fall des kombiniert längs-quer-geschlitzten Pk5 kann keine eindeutige Tendenz festgestellt werden, da mit Erhöhung der Schlitzzahl zunächst eine Erhöhung und ab Stufe 2 eine Reduktion der gemessenen Verlustdichte beobachtet wurde.

Weiterhin wurde die Abhängigkeit der Verlustdichte von der Flussdichte  $p(\hat{B}_p)$  gemäß Gleichung (3.57) bei  $f_1 = 300\text{Hz}$  und bei  $f_1 = 3000\text{Hz}$  untersucht. Die Flussdichte wurde dabei in beiden Fällen schrittweise bis auf  $\hat{B}_{p,\max} = 0,1\text{T}$  erhöht. Die stärkere Ausprägung der Wirbelstromeffekte bei der Messreihe mit  $f_1 = 3000\text{Hz}$  und die damit verbundenen größeren Temperaturhübe führen zu einer Verringerung der Messunsicherheit. Daher sind in Abb. A.3 nur die Ergebnisse für  $f_1 = 3000\text{Hz}$  gezeigt und die vollständigen Messdaten der Messreihe mit  $f_1 = 300\text{Hz}$  dem Anhang zu entnehmen. Analog zu den zuvor getätigten Beobachtungen wird die Verlustdichte ebenfalls mittels einer Längs- oder einer Diagonalschlitzung reduziert und mittels einer Querschlitzung erhöht. Die Tendenzen können also auch für die Messreihe  $p(\hat{B}_p)$  gemäß Gleichung (3.57) bestätigt werden.

Die Parameter  $a_3$ ,  $a_4$  und  $R^2$  aller Regressionskurven für  $f_1 = 300\text{Hz}$  und  $f_1 = 3000\text{Hz}$  sind in Tab. 3.5 gegenübergestellt. Wiederum beträgt das Bestimmtheitsmaß aller Regressionskurven  $R^2 > 99\%$ , sodass auch hier eine sehr gute Beschreibung der Messwerte mittels der Potenzfunk-

**Tabelle 3.5:** Parameter  $a_3$ ,  $a_4$  und  $R^2$  der Regressionskurven der Messreihe  $p(\hat{B}_p)$  gem. Gleichung (3.57)

	Stufe	$f_1 = 300\text{Hz}$			$f_1 = 3000\text{Hz}$		
		$a_3$	$a_4$	$R^2$	$a_3$	$a_4$	$R^2$
Pk1	-	$6,08 \cdot 10^3$	2,24	99,89%	$0,63 \cdot 10^6$	2,53	99,96%
Pk2	1	$5,33 \cdot 10^3$	2,15	99,85%	$0,73 \cdot 10^6$	2,45	99,98%
	2	$2,90 \cdot 10^3$	1,83	99,96%	$0,47 \cdot 10^6$	2,24	99,71%
	3	$3,42 \cdot 10^3$	1,92	99,55%	$1,06 \cdot 10^6$	2,59	99,96%
Pk3	1	$3,22 \cdot 10^3$	2,08	99,77%	$0,33 \cdot 10^6$	2,37	99,85%
	2	$3,84 \cdot 10^3$	2,22	99,86%	$0,22 \cdot 10^6$	2,44	99,99%
	3	$2,03 \cdot 10^3$	2,08	99,58%	$0,15 \cdot 10^6$	2,36	99,95%
Pk4	1	$3,93 \cdot 10^3$	2,04	99,58%	$0,34 \cdot 10^6$	2,33	99,97%
	2	$5,31 \cdot 10^3$	2,26	99,54%	$0,37 \cdot 10^6$	2,40	99,99%
	3	$3,00 \cdot 10^3$	2,07	99,69%	$0,29 \cdot 10^6$	2,32	99,99%
Pk5	1	$2,60 \cdot 10^3$	1,89	99,80%	$0,47 \cdot 10^6$	2,39	99,99%
	2	$1,81 \cdot 10^3$	1,97	99,22%	$0,15 \cdot 10^6$	2,13	99,79%
	3	$1,32 \cdot 10^3$	1,90	99,93%	$0,16 \cdot 10^6$	2,33	99,78%



**Abbildung 3.31:** Messtechnisch erfasste Oberflächenverlustdichte in Abhängigkeit von  $\hat{B}$  und bei  $f_1 = 3000\text{Hz} = \text{konst.}$ ; **oben:** Stufe 1, **mitte:** Stufe 2, **unten:** Stufe 3

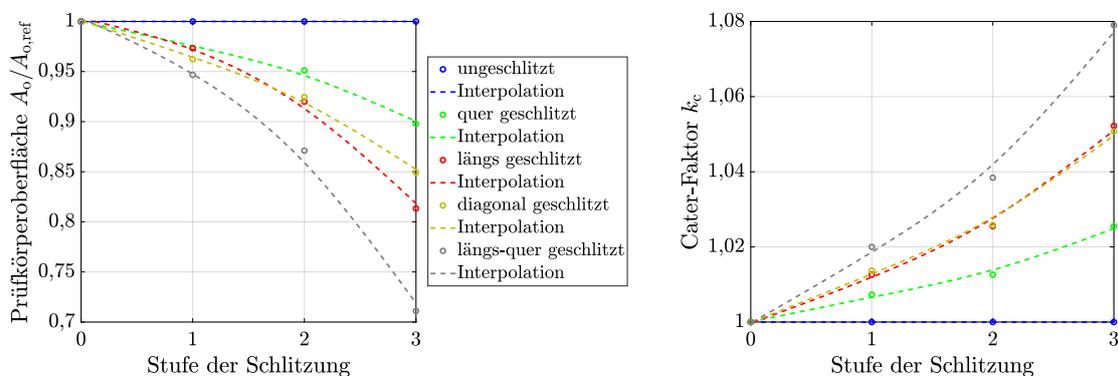
tion bestätigt werden kann. Der Erwartungswert des Exponenten der Flussdichte liegt im Fall der Messreihe  $p(\hat{B}_p, f_1 = 300 \text{ Hz})$  bei  $a_4 = 2,08$  (95 %-Konfidenzintervall:  $a_4 = [1,99; 2,16]$ ) und im Fall der Messreihe  $p(\hat{B}_p, f_1 = 3000 \text{ Hz})$  bei  $a_4 = 2,40$  (95 %-Konfidenzintervall:  $a_4 = [2,33; 2,46]$ ), sodass die Beschreibung der Wirbelstromverluste mit dem klassischen Ansatz bzw. mit der analytischen Vorausberechnung der Oberflächenverluste nach Gleichung (3.29) mit  $a_{4,\text{klass}} = a_{4,\text{ana}} = 2,0$  insbesondere für höhere Frequenzen nur bedingt bestätigt werden kann.

Auffällig ist, dass in Stufe 3 die messtechnisch erfasste Verlustreduktion im Fall der kombinierten Längs-quer-Schlitzung im Bereich derer des längs geschlitzten Prüfkörpers liegt. Dies ist mit dem vorgestellten Verlustmodell insofern nicht vereinbar, da der längs-quer geschlitzte Prüfkörper Pk5 stets genauso viele (verlustreduzierende) Längsschlitze enthielt wie der rein längs geschlitzte Prüfkörper Pk3 und zusätzlich noch (verlust erhöhende) Querschlitze aufwies. Erklärt werden kann diese Beobachtung jedoch dadurch, dass die Verlusterhöhung durch Querschlitze mithilfe der gewählten Messmethode ggf. nicht vollständig erfasst wird. Dies kann, zusammen mit den in Abschnitt 3.4.2 vorgestellten methodischen Fehlern, durch die zwei folgenden Erklärungen begründet werden.

#### a) Die endliche Ausdehnung der Schlitze

Die endliche Ausdehnung der Schlitze führt zu einer Reduktion der dem Stator zugewandten Prüfkörperoberfläche und somit auch zu einer Reduktion des Prüfkörpervolumens. Abbildung 3.32 links zeigt die Reduktion der Prüfkörperoberfläche in Abhängigkeit von der Stufe der Schlitzung. Durch die Verringerung der Oberfläche wird der effektive magnetische Luftspalt erhöht, was üblicherweise mithilfe des Carter-Faktors nach [108] bzw. [115] angegeben wird. Die Carter-Faktoren für die verwendete Versuchsanordnung lassen sich gemäß

$$k_c = \frac{a_1}{a_2 + 1} \cdot \frac{1}{\frac{a_1}{a_2 + 1} - \frac{2\delta}{\pi} \left[ \frac{a_3}{\delta} \arctan\left(\frac{a_3}{2\delta}\right) - \ln\left(1 + \left(\frac{a_3}{2\delta}\right)^2\right)\right]} \quad (3.58)$$



**Abbildung 3.32:** links: Abhängigkeit der Prüfkörperoberflächen von der Schlitzstufe, und rechts: Abhängigkeit des Carter-Faktors von der Schlitzstufe

berechnen, wobei für die quer geschlitzten Prüfkörper Pk2

$$(a_1, a_2, a_3) = (l_{Pk}, z_{ax}, l_{ax}), \quad (3.59)$$

für die längs geschlitzten Prüfkörper Pk3

$$(a_1, a_2, a_3) = (b_{Pk}, z_{tang}, b_{tang}), \quad (3.60)$$

und für die diagonal geschlitzten Prüfkörper Pk4

$$(a_1, a_2, a_3) = (b_{Pk}, z_{schr}, \sqrt{2}b_{tang}) \quad (3.61)$$

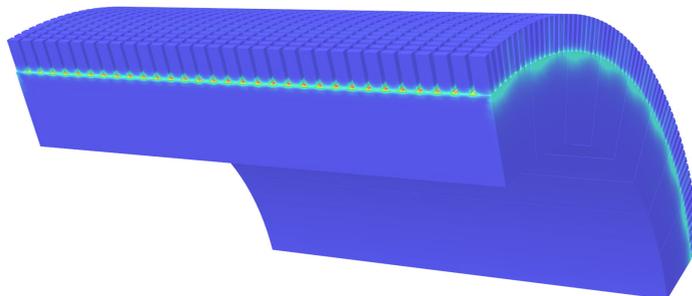
einzusetzen ist. Die Carter-Faktoren der längs-quer geschlitzten Prüfkörper werden mit

$$k_{c,Pk5} = k_{c,Pk2} \cdot k_{c,Pk3} \quad (3.62)$$

bestimmt. Die Carter-Faktoren in Abhängigkeit von der Schlitzstufe sind in Abb. 3.32 rechts gezeigt. Durch die Verringerung der dem Stator zugewandten Prüfkörperoberfläche verlagert sich scheinbar der Ort der Verlustentstehung auf eine tiefere Ebene innerhalb des Prüfkörpers, was direkt auf den zweiten Punkt führt:

#### b) Der Ort der Verlustmessung

Die Messung des Temperaturhubs erfolgt mit zunehmender Anzahl der Schlitze nicht mehr direkt am Ort der Verlustentstehung. Dies ist gleichbedeutend mit dem in Abschnitt 3.4.2 beschriebenen 1. methodischen Fehler. Obgleich von einer nahezu sprunghaft zugeschalteten Verlustleistung, die gleichmäßig über die dem Stator zugewandten Prüfkörperoberfläche eingespeist wird, ausgegangen werden kann, wird die Wahl des Messorts mit zunehmender Zahl insbesondere quer orientierter Schlitze zunehmend wichtiger. Im Extremfall einer vielfach längs-quer geschlitzten Oberfläche, wie in Abb. 3.33 gezeigt, verlagert sich die Region, in der die Verlustleistung entsteht, auf die Ebene der Schlitztiefe. In diesem Fall ergibt eine Messung an der Oberfläche eine zu geringe Verlustdichte, was den verringerten Einfluss der Querschlitze erklären könnte.



**Abbildung 3.33:** Qualitative Wirbelstromdichteverteilung einer kombiniert längs-quer geschlitzten Oberfläche; gezeigt ist die Schnittansicht eines Modells mit  $p = 16$ ,  $\hat{B}_p = 0,15\text{T}$ ,  $f_1 = 300\text{Hz}$ ,  $l_{fe}/\tau_p = 6,13$  und  $k_{3D} = 3,27$

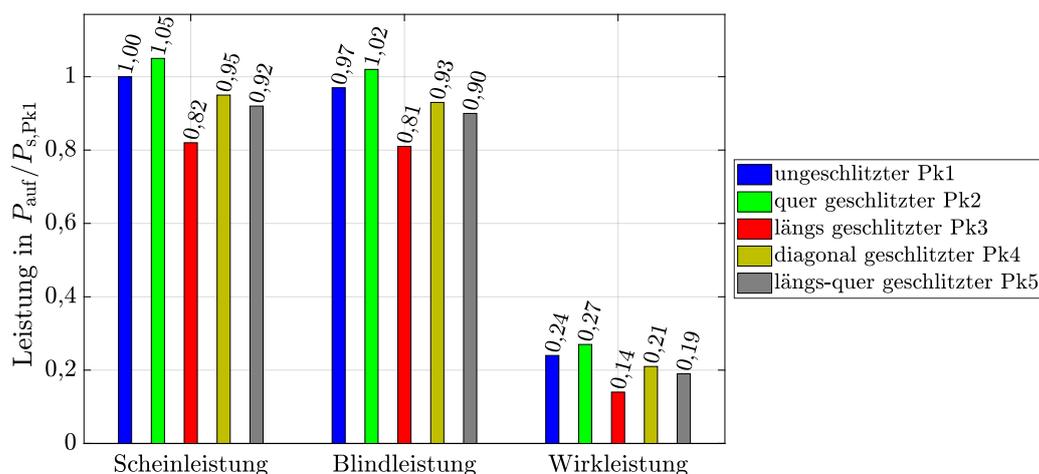


Abbildung 3.34: Leistungsbilanz der Prüfkörper in der 3. Stufe und bei  $f_1 = 3000\text{Hz}$  und  $\hat{B} = 0,1\text{T}$

Verdeutlicht wird dies bei Betrachtung der dem Prüfstand zugeführten Leistung, die zum Aufbau einer Hauptwelle mit  $\hat{B}_p = 0,1\text{T}$  und  $f_1 = 3000\text{Hz}$  nötig ist. Abbildung 3.34 zeigt den Vergleich der jeweils in 3. Stufe geschlitzten Prüfkörper, wobei die Scheinleistung des ungeschlitzten Prüfkörpers Pk1 als Referenzwert dient. Es zeigt sich, dass im Fall von Pk2 jeweils die höchste und im Fall von Pk3 jeweils die geringste Blind- und Wirkleistung zugeführt wird. Abbildung 3.35 zeigt analog dazu die Wirkleistungsbilanz, wobei die Stator-Stromwärmeverluste  $P_{vw,1}$  gemäß Gleichung (3.44) und die Stator-Ummagnetisierungsverluste  $P_{vu,1}$  gemäß Gleichung (3.45) bestimmt wurden. Es ist anzumerken, dass auch die Erfassung der zugeführten Leistung sowie die Berechnung der Wirkleistungsbilanz einer gewissen Unsicherheit (z.B. der Messunsicherheit des Leistungsmessgeräts) unterliegt. Nichtsdestotrotz zeigt sich im vorliegenden Fall,

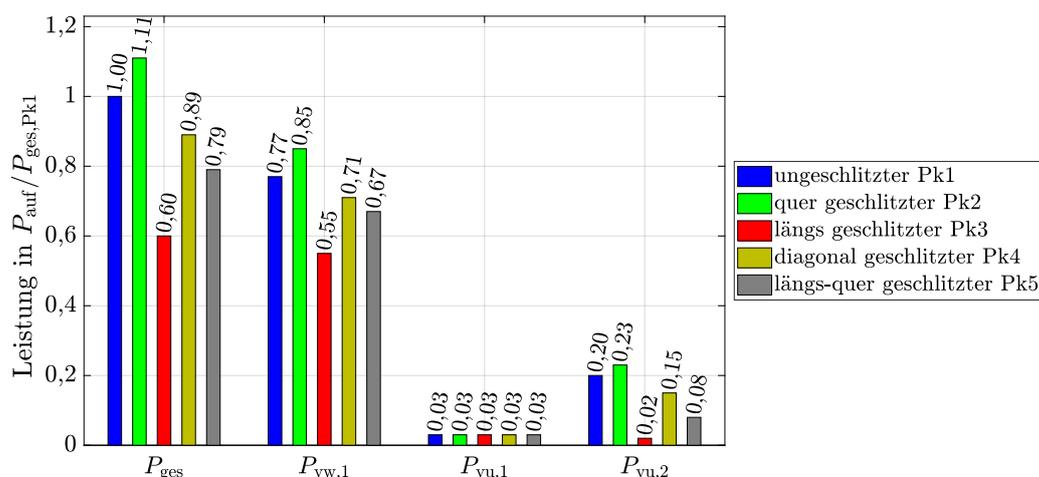
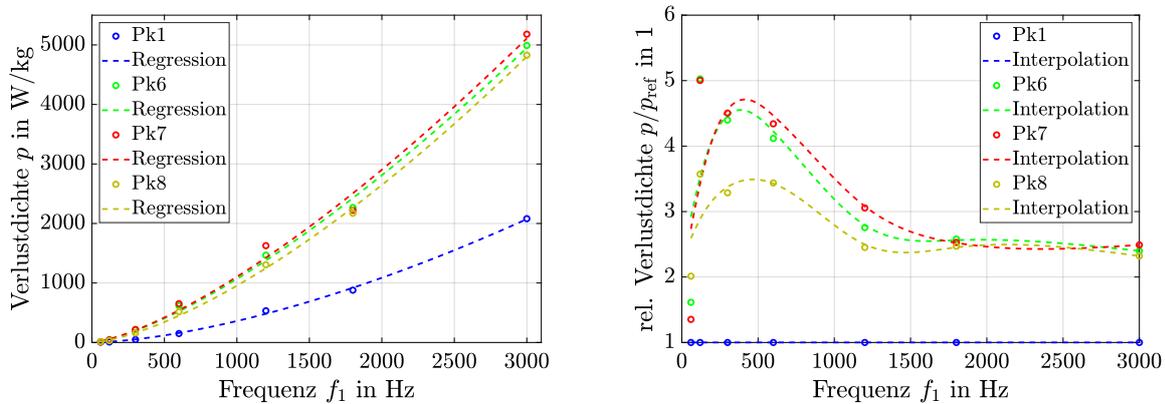


Abbildung 3.35: Wirkleistungsbilanz der Prüfkörper in der 3. Stufe und bei  $f_1 = 3000\text{Hz}$  und  $\hat{B} = 0,1\text{T}$

dass die Ummagnetisierungsverluste  $P_{vu,2}$  des kombiniert längs-quer geschlitzten Prüfkörpers Pk5 größer sind als die des rein längs geschlitzten Prüfkörpers Pk3 und somit nach wie vor eine Längsschlitzung als bestmögliche Schlitzform empfohlen wird.

### 3.4.3.2 Vergleich von FeSi2,9 und FeCo50

Die Prüfkörper Pk6, Pk7 und Pk8 bestehen aus der Eisen-Kobalt-Legierung FeCo50. Sie wurden unterschiedlichen thermischen Nachbehandlungen unterzogen (s. Tab. 3.2) und ebenfalls messtechnisch untersucht. Die Ergebnisse sind in Abb. 3.36 und Tab. 3.6 dargestellt. Die



**Abbildung 3.36:** Messtechnisch erfasste Oberflächenverlustdichte  
**links:** in Abhängigkeit von  $f_1$  und mit  $\hat{B} = 0,1 T = \text{konst.}$  und  
**rechts:** bezogen auf  $p_{ref} = p_{Pk1}$

**Tabelle 3.6:** Parameter  $a_1$ ,  $a_2$  und  $R^2$  der Regressionskurven der Messreihe  $p(f_1)$  nach Gleichung (3.56)

	$a_1$	$a_2$	$R^2$
Pk1	$5,52 \cdot 10^{-3}$	1,60	99,79 %
Pk6	$69,7 \cdot 10^{-3}$	1,40	99,77 %
Pk7	$72,4 \cdot 10^{-3}$	1,39	99,33 %
Pk8	$37,1 \cdot 10^{-3}$	1,47	99,91 %

Regressionskurven zeigen mit  $R^2 > 99\%$  eine sehr gute Annäherung an die Messwerte. Der Exponent der Frequenz konnte für die FeCo50-Legierungen zu  $a_2 = 1,39...1,47$  ermittelt werden. Weiterhin ist zu erkennen, dass sich für alle Eisen-Kobalt-Prüfkörper mit steigender Frequenz eine Verlusterhöhung um  $2,3...2,5 \cdot p_{ref}$  einstellt, wohingegen für  $f_1 < 1,5 kHz$  die Verlusterhöhung mit bis zu  $5,0 \cdot p_{ref}$  sogar noch höher ist. Die Verlusterhöhung, auch in diesem Maße, entspricht den Erwartungen und kann in erster Linie durch den signifikant verringerten

spezifischen elektrischen Widerstand von FeCo50 im Vergleich zu FeSi2,9 erklärt werden. Wie z.B. in [33] veröffentlicht, kann der spezifische elektrische Widerstand durch Zugabe von bis zu 4% Vanadium um ein Vielfaches erhöht werden, ohne die weichmagnetischen Eigenschaften und die Verarbeitbarkeit signifikant negativ zu beeinflussen. Im Vergleich der unterschiedlichen Wärmenachbehandlungen zeigt sich, dass eine Verlängerung der Haltedauer von 2 Std. (Pk6) auf 4,5 Std. (Pk8) bei 1100°C eine Verringerung der Verlustleistungsdichte zur Folge hat. Der gleiche Effekt kann im Vergleich von Pk6 und Pk7 beobachtet werden, wobei in dem Fall sowohl die Haltedauer als auch die Temperatur unterschiedlich waren.

#### **3.4.4 Zusammenfassung der Messergebnisse**

Nach einer kurzen Beschreibung des Prüfaufbaus in Abschnitt 3.4.1 wurde in Abschnitt 3.4.2 eine Methode zur messtechnischen Untersuchung von Oberflächenverlusten vorgestellt und die Ergebnisse der Messungen in Abschnitt 3.4.3 diskutiert. Es ist festzuhalten, dass sowohl die qualitative und als auch die quantitative Erfassung von Oberflächenverlusten mithilfe der vorgestellten Methode möglich ist.

Bei der Untersuchung unterschiedlicher Schlitzmuster und deren Einfluss auf die Oberflächenverluste stellte sich heraus, dass eine Schlitzung in Umfangsrichtung mit 2,33 Schlitzen pro Zentimeter axiale Maschinenlänge eine Verlustreduktion von  $-64\%$  bewirkte. Axial oder schräg orientierte Schlitze führten stets zu einer Erhöhung der Wirbelstromverluste im Vergleich zur reinen Schlitzung in Umfangsrichtung. Um die Vergrößerung des magnetisch wirksamen Luftspalts durch Schlitzung möglichst gering zu halten, wird weiterhin empfohlen, die Breite der Schlitze bzw. das Spaltmaß zwischen den Schlitzwänden so gering wie möglich auszuführen.

Die Untersuchung von FeCo50 zeigte die erwartete Erhöhung der Oberflächenverluste im Vergleich zu FeSi2,9, wobei die Verlustdichte insbesondere für höhere Frequenzen nicht in dem Maße anstieg, wie es das Verhältnis der elektrischen Leitfähigkeiten hätte erwarten lassen. Weiterhin konnte gezeigt werden, dass die thermische Nachbehandlung der Prüfkörper ebenfalls einen Einfluss auf die Verlustdichte hat. So hatte im vorliegenden Fall eine Verlängerung der Haltedauer eine Verringerung der Oberflächenverluste zur Folge.

## 4 Technische Wirkung von Oberfeldern in PM-Synchronmaschinen

Im Folgenden wird zunächst ein kurzer Überblick über die Drehfeldtheorie gegeben, um daraus die technische Wirkung der wichtigsten Oberfelder im Luftspalt von PMSMs abzuleiten. Der Großteil der in den folgenden Abschnitten dargestellten Zusammenhänge ist dabei der einschlägigen Literatur [3, 116, 117, 118] entnommen. Darauf aufbauend schließt sich die Darstellung der Schrägung bzw. Staffelung an und es werden die gängigen Möglichkeiten der Kraft- bzw. Drehmomentberechnung in PMSMs erläutert.

### 4.1 Feldspektrum von PMSM

#### 4.1.1 Allgemeine Betrachtung

Gemäß der Drehfeldtheorie nach [3] bzw. [116] können der Strombelag, der magnetische Leitwert, die magnetische Spannung und die magnetische Flussdichte im Luftspalt von elektrischen Maschinen mithilfe der *Fourier-Zerlegung* als unendliche Summe von Drehwellen dargestellt werden. In permanenterregten Synchronmaschinen überlagert sich die magnetische Spannung aufgrund des Strombelags der Statorwicklung mit der durch die Permanentmagnete erzeugten magnetischen Spannung. Der zeitabhängige Strombelag mit den Ordnungszahlen bzw. Polpaarzahlen  $\mu'$  wird demnach im statorfesten Bezugssystem beschrieben durch

$$A(\gamma', t) = - \sum_{\mu'} \hat{A}_{\mu'} \cdot \sin(\mu' \gamma' - \omega_{\mu'} t + \varphi_{\mu'}) , \quad (4.1)$$

wobei  $\gamma'$  die Statorumfangskoordinate,  $\omega$  die Kreisfrequenz und  $\varphi$  den Phasenwinkel beschreiben. Daraus lässt sich die magnetische Spannungsverteilung im Luftspalt mittels

$$V(\gamma', t) = \int A(\gamma', t) \cdot R d\gamma' = \sum_{\mu'} \hat{V}_{\mu'} \cdot \cos(\mu' \gamma' - \omega_{\mu'} t + \varphi_{\mu'}) \quad (4.2)$$

ermitteln. Die Fourierreihe des zeitabhängigen magnetischen Leitwerts entlang des Luftspalts mit den Ordnungszahlen  $\varepsilon'$  wird mit

$$\lambda(\gamma', t) = \lambda_0 + \sum_{\varepsilon'} \hat{\lambda}_{\varepsilon'} \cdot \cos(\varepsilon' \gamma' - \omega_{\varepsilon'} t + \varphi_{\varepsilon'}) \quad (4.3)$$

beschrieben. Als Produkt aus der magnetischen Spannungsverteilung und der räumlichen Schwankung des Luftspaltleitwerts ergibt sich schließlich das Spektrum der magnetischen Luftspaltflussdichte zu

$$B(\gamma', t) = V(\gamma', t) \cdot \lambda(\gamma', t) = \sum_{\nu'} \hat{B}_{\nu'} \cdot \cos(\nu' \gamma' - \omega_{\nu'} t + \varphi_{\nu'}) , \quad (4.4)$$

das sowohl die Ordnungszahlen  $\nu' = \mu'$  als auch die Ordnungszahlen  $\nu' = \mu' \pm \varepsilon'$  enthält.

#### 4.1.2 Technisch relevante Feldkomponenten

Technisch relevant ist in erster Linie das **Hauptfeld der Grundschwingung des Statorstroms** mit

$$\nu' = p \quad \wedge \quad \omega_{\nu'} = \omega_1 , \quad (4.5)$$

das aus der Überlagerung der von den Permanentmagneten erzeugten Hauptwelle des Rotorfelds und der Hauptwelle des Statorstrombelags entsteht. Weiterhin treten die **Wicklungsoberfelder der Grundschwingung des Statorstroms** mit den Ordnungszahlen

$$\nu' = p \left( 1 + \frac{2m}{n} \cdot g_1 \right) \quad \forall g_1 \in \mathbb{Z} \setminus \{0\} \quad \wedge \quad \omega_{\nu'} = \omega_1 \quad (4.6)$$

auf, die aus der Erregung der Strombelagsoberwellen über den konstanten Teil des magnetischen Leitwerts  $\lambda_0$  stammen. Die Variable  $n$  beschreibt dabei den Nenner der Lochzahl  $q = z/n$  und  $m$  die Strangzahl. Besonders ausgeprägt sind die darin enthaltenen **nutharmonischen Oberfelder** mit

$$\nu' = p + N_1 \cdot g_1 \quad \wedge \quad \omega_{\nu'} = \omega_1 . \quad (4.7)$$

Durch die Leitwertschwankung aufgrund der Nutung des Stators treten zudem ausgeprägte **NutungsOberwellen** mit

$$\nu' = p + N_1 \cdot g_1 \quad \wedge \quad \omega_{\nu'} = \omega_1 \quad (4.8)$$

auf, die sich im Belastungsfall mit den nutharmonischen Feldern nach Gleichung (4.7) überlagern. Im Fall nicht-sinusförmiger Statorströme treten analog zur Grundschwingung zusätzliche **Haupt- und Oberfelder der Stromüberschwingungen** mit

$$\nu' = p \left( 1 + \frac{2m}{n} \cdot g_2 \right) \quad \forall g_2 \in \mathbb{Z} \quad \wedge \quad \omega_{\nu'} = 2\pi \cdot f_{\nu'} = 2\pi \cdot n_s \cdot f_1 \quad (4.9)$$

auf, die die Kreisfrequenzen der jeweiligen Oberschwingung besitzen, wobei  $n_s$  die Ordnungszahl der Stromüberschwingung darstellt. Oft können die Oberfelder der Stromüberschwingung-

ungen aufgrund ihrer sehr geringen Amplitude und ihrer damit sehr geringen technischen Wirkung vernachlässigt werden. Die Feldkomponenten, die sich aus der Permanentenerregung und der rotorseitigen Leitwertschwankung entlang des Umfangs ergeben, werden unterteilt in das **Rotorhauptfeld** mit

$$v' = p \quad \wedge \quad \omega_{v'} = \omega_1 \quad (4.10)$$

und die **Rotoroberfelder** mit

$$v' = p(1 + 2 \cdot g_3) \quad \forall g_3 \in \mathbb{N} \quad \wedge \quad \omega_{v'} = \frac{v'}{p} \omega_1 . \quad (4.11)$$

In Abhängigkeit vom Sättigungszustand der Maschine treten weiterhin **SättigungsOberfelder** mit

$$v' = p(1 + 2 \cdot g_3) \quad \wedge \quad \omega_{v'} = \frac{v'}{p} \omega_1 \quad (4.12)$$

auf, von denen in erster Linie das **Sättigungsgrundfeld** mit  $v' = 3p$  technisch relevant ist. Insbesondere im Fall kleiner Servomotoren mit Luftspaltweiten im Bereich weniger Zehntelmillimeter können ausgeprägte **Exzentrizitätsgrundfelder der Hauptwelle** mit

$$v' = p \pm 1 \quad \wedge \quad \omega_{v'} = \omega_1 \pm \Omega_{\text{ex}} \quad (4.13)$$

und der Winkelgeschwindigkeit der Exzentrizität  $\Omega_{\text{ex}}$  auftreten. Im Falle statischer Exzentrizität ist  $\Omega_{\text{ex}} = 0$  und im Fall dynamischer Exzentrizität  $\Omega_{\text{ex}} = \omega_1/p$ . Durch die kleinen Luftspaltweiten in Servomotoren fallen Maßabweichungen der Produktion oder der Montage deutlich stärker ins Gewicht als bei elektrisch erregten Synchronmaschinen mit im Vergleich deutlich größeren Luftspaltweiten. Letztlich werden auch im Fall additiv gefertigter Rotoraktivteile, welche aus einem einzigen, elektrisch leitfähigen Werkstoff bestehen, zusätzliche **Restfelder des Rotors** erwartet, die aufgrund der Abdämpfung von nicht synchron mit dem Rotor umlaufenden Feldwellen auftreten.

### 4.1.3 Luftspaltfelder aus Rotorsicht

Jede Feldwelle hat relativ zum Stator die Winkelgeschwindigkeit

$$\frac{d}{dt} \gamma'_1 = \frac{\omega_{v'}}{v'} . \quad (4.14)$$

Aus Sicht des mit der Drehzahl  $n$  rotierenden Rotors kann eine Feldwelle mithilfe der bekannten Umrechnung von Stator- in Rotorkoordinaten gemäß

$$\gamma'_1 = \gamma'_2 + 2\pi n \cdot t + \varphi_0 \quad (4.15)$$

beschrieben werden, wobei  $\varphi_0$  die Anfangslage der Rotorkoordinate zum Zeitpunkt  $t = 0$  darstellt. Die Anfangslage der Rotorkoordinate hängt bei Festlegung der Statorspannung als

Bezugszeiger vom Lastwinkel  $\gamma_p$  gemäß

$$\varphi_0 = \frac{\gamma_p - \pi/2}{p} \quad (4.16)$$

ab. Wird Gleichung (4.15) in (4.4) eingesetzt, lassen sich Feldwellen aus der Sicht des mit der Drehzahl  $n$  rotierenden Rotors beschreiben mit

$$B(\gamma'_2, t) = \hat{B}_{v'} \cdot \cos(v' \gamma'_2 - 2\pi(f_{v'} - v'n)t - (\varphi_{v'} - v'\varphi_0)). \quad (4.17)$$

Daraus ergeben sich aus Rotorsicht die Induktionsfrequenzen

$$f_{2v'} = f_{v'} - v'n = f_{v'} - \frac{v'f_1}{p} = f_1 \left( n_s - \frac{v'}{p} \right) \quad (4.18)$$

bzw. die Winkelgeschwindigkeiten

$$\frac{d}{dt} \gamma'_2 = 2\pi \left( \frac{f_{v'}}{v'} - \frac{f_1}{p} \right). \quad (4.19)$$

So induzieren insbesondere die Wicklungsfelder der Grundschwingung des Statorstroms mit  $f_{v'} = f_1$  aus Rotorsicht mit den Frequenzen

$$f_{2v'} = f_1 \left( 1 - \frac{v'}{p} \right) = f_1 \cdot [0; \pm 6; \pm 12; \pm 18; \dots]. \quad (4.20)$$

Die von den Stromüberschwingungen erzeugten Hauptfelder  $v' = p$  induzieren aus Statorsicht mit

$$f_{v'} = n_s \cdot f_1 \quad (4.21)$$

und aus Rotorsicht mit

$$f_{2v'} = f_1 (n_s - 1). \quad (4.22)$$

Ist die Oberfläche des Rotors elektrisch leitfähig bzw. sind die elektrisch leitfähigen Abschnitte nicht durch eine Blechung o.Ä. voneinander isoliert, induzieren alle asynchron zum Rotor umlaufenden Feldwellen Spannungen, die parasitäre Ströme zur Folge haben. Jede Feldkomponente induziert in diesem Fall also eine (Wirbel-)Stromkomponente, deren rückwirkende Felder wiederum dämpfend wirken. Nach [117] wird die Berechnung ebensolcher Effekte mithilfe der Drehfeldtheorie mit steigender Anzahl der beteiligten Oberwellen zunehmend ungenauer. Nichtsdestotrotz lassen sich die Effekte mithilfe der Drehfeldtheorie vorteilhaft darstellen und erlauben eine Verbindung parasitärer Phänomene, wie z.B. Pendelmomente oder zusätzliche Verluste, mit den konstruktiven bzw. gestalterischen Freiheitsgraden.

## 4.2 Wirkung und Beschreibung von Schrägung

Jede Feldkomponente der Ordnungszahl  $v'$  induziert in jedem Strang der Statorwicklung mit

$$u_{i,v'}(t) = \omega_{v'} \frac{2}{\pi} \tau_p \frac{p}{v'} l_i \cdot w_1 \xi_{v'} \cdot \hat{B}_{v'} \cdot \cos(\omega_{v'} t - \varphi_{u,v'}) , \quad (4.23)$$

wobei die jeweilige Phasenlage hier mit  $\varphi_{u,v'}$  zusammengefasst ist [117]. Der Kopplungsfaktor

$$\xi_{v'} = \xi_{sp,v'} \cdot \xi_{gr,v'} \cdot \xi_{n,v'} \cdot \xi_{schr,v'} \quad (4.24)$$

beinhaltet sowohl die Wicklungsfaktoren (Spulenfaktor, Gruppenfaktor und Nutschlitzfaktor) als auch den Schrägungsfaktor. Die Beschreibung der Induktionswirkung mithilfe des Schrägungsfaktors ist zulässig, auch wenn die Addition zweier zueinander geschrägter Feldwellen nicht trivial ist und streng genommen nur näherungsweise analytisch erfolgen kann [119]. Dies ist dadurch begründet, dass im Fall einer Schrägung die *Fourier-Zerlegung* des Luftspaltfelds in jedem infinitesimalen axialen Abschnitt  $\Delta z$  mit der Axialkoordinate  $-l_i/2 < z < l_i/2$  unterschiedliche Amplituden und Phasenlagen der einzelnen Feldkomponenten ergibt, was dazu führt, dass die induzierte Spannung  $u_{i,v',\Delta z}(t)$  eines Abschnitts  $\Delta z$  phasenverschoben gegenüber den anderen Abschnittsspannungen ist. Die Reduktion der resultierenden Spannung gegenüber der induzierten Spannung des ungeschrägten Falls wird mit dem Schrägungsfaktor beschrieben, der für eine kontinuierliche Schrägung, bei der der Rotor oder der Stator gleichmäßig im Winkel  $\gamma_s$  um die Drehachse tordiert wird, mit

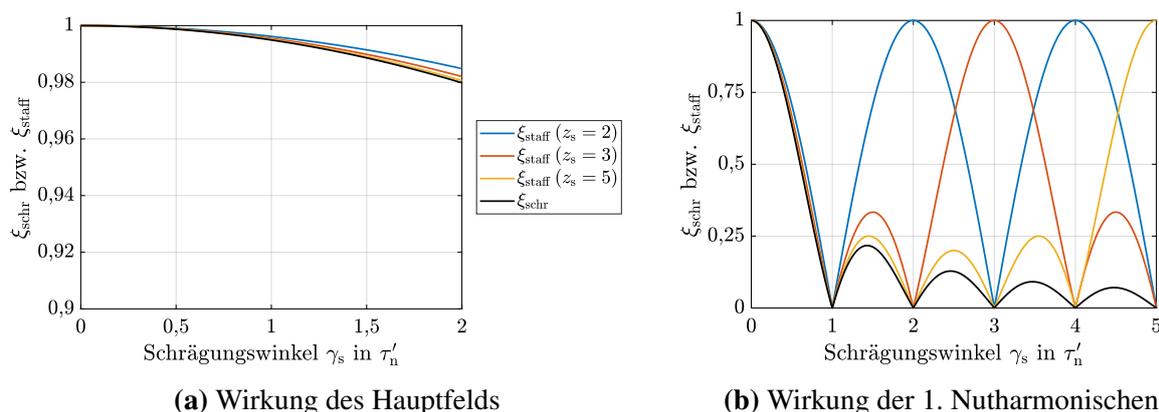
$$\xi_{schr,v'} = \frac{\sin\left(v' \cdot \frac{\gamma_s}{2}\right)}{v' \cdot \frac{\gamma_s}{2}} \quad (4.25)$$

beschrieben wird. Somit wird die axiale Abhängigkeit der Flussdichteverteilung im Luftspalt integral über die verringerte Verkettung der jeweiligen Oberwelle mit der Statorwicklung beschrieben [4, 120]. Wird das Aktivteil anstelle einer kontinuierlichen Schrägung axial in  $z_s$  gleichgroße diskrete Abschnitte unterteilt bzw. „gestaffelt“, und sind die Abschnitte jeweils um den Winkel  $\gamma_s/z_s$  zueinander verdreht, wird der Schrägungsfaktor ersetzt durch den Staffelfaktor mit

$$\xi_{staff,v'} = \frac{\sin\left(v' \cdot \frac{\gamma_s}{2}\right)}{z_s \cdot \sin\left(v' \cdot \frac{\gamma_s}{2z_s}\right)} . \quad (4.26)$$

Es ist zu erkennen, dass für  $z_s \rightarrow \infty$  der Staffelfaktor in den Schrägungsfaktor übergeht [120, 121]. Weisen die einzelnen Segmente ungleiche axiale Längen auf bzw. erfolgt die axiale Diskretisierung entlang einer bestimmten Gewichtung, sind umfangreichere Vorausrechnungen nötig, um die Wirkung der Staffelung zu erfassen [122].

Durch die Wahl des Schrägungswinkels  $\gamma_s$  ist es also möglich, die induzierte Spannung eines bestimmten Oberfelds zu verringern. Abbildung 4.1 (a) zeigt beispielhaft den Einfluss einer Schrägung bzw. einer Staffelung mit  $\gamma_s = 2\pi/N_1$  auf die induzierte Spannung der Feldwelle mit  $v' = p$  und Abb. 4.1 (b) auf die induzierte Spannung der Feldwellen mit  $v' = p \pm N_1$  nach

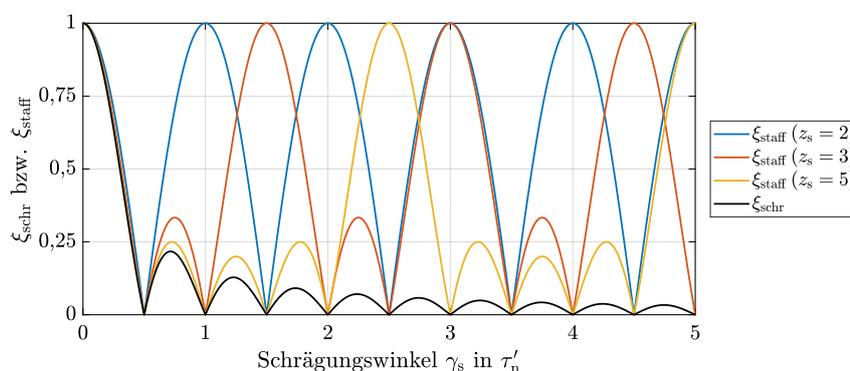


**Abbildung 4.1:** Auswirkung einer Schrägung bzw. Staffelung für  $\gamma_s = \tau'_n = 2\pi/N_1$  mit  $N_1 = 36$ ,  $p = 2$  auf die Wirkung einer Feldwelle mit (a)  $v' = p$  und (b)  $v' = p \pm N_1$

Gleichung (4.8). Es zeigt sich, dass bei

$$\gamma_s = g_3 \cdot z_s \cdot \tau_{v'} \quad \forall g_3 \in \mathbb{N} \quad (4.27)$$

lokale Maxima mit dem Wert  $\xi_{\text{staff}} = 1$  auftreten. Für alle von Gleichung (4.27) abweichenden Vielfachen von  $\tau_{v'}$ , insbesondere für  $\gamma_s = 1 \cdot \tau_{v'}$ , gilt  $\xi_{\text{staff}} = \xi_{\text{schr}} = 0$ , und die Wirkung der jeweiligen Oberwelle wird vollständig unterdrückt. Soll ausschließlich die Wirkung einer bestimmten Oberwelle der Ordnungszahl  $v'$  unterdrückt werden, reicht es demnach,  $z_s = 2$  und  $\gamma_s = \tau_{v'}$  zu wählen. Die Wahl von  $z_s > 2$  kann sich lediglich (positiv) auf Feldwellen höherer Ordnung auswirken. In Abb. 4.2 ist dies am Beispiel der NutungsOberwelle mit der Ordnungszahl  $v' = p \pm 2 \cdot N_1$  dargestellt, deren Wirkung bei einer Wahl von  $z_s = 2$  gar nicht und für  $z_s > 2$  vollständig unterdrückt wird. Der Einfluss der Schrägung bzw. Staffelung ist also keineswegs auf eine einzelne Oberwelle beschränkt, sondern bewirkt eine von  $\gamma_s$  und im Fall der Staffelung zudem von  $z_s$  abhängige verminderte Kopplung aller – mit Ausnahme der in Gleichung (4.27) genannten – Feld- bzw. Spannungskomponenten. Generell können zur Schrägungswirkung die folgenden Aussagen getroffen werden (vgl. [4, 121]):



**Abbildung 4.2:** Auswirkung einer Schrägung bzw. Staffelung für  $\gamma_s = \tau'_n = 2\pi/N_1$  mit  $N_1 = 36$ ,  $p = 2$  auf die Wirkung der 2. NutungsOberwelle

- Durch Wahl eines bestimmten Schrägungswinkels  $\gamma_s = \lambda_{v'}$  lässt sich die Wirkung einer bestimmten Oberwelle – also zusätzliche Pendelmomente, Geräusche und Verluste – der Wellenlänge  $\lambda_{v'}$  sowie deren ganzzahlige Vielfache unterdrücken.
- In der Regel wird  $\gamma_s = \tau'_n = 2\pi/N_1$  gewählt, um die NutungsOberwellen nach Gleichung (4.8) bzw. die nutharmonischen Oberfelder nach Gleichung (4.7) zu unterdrücken, da diese prinzipbedingt durch die Wahl der Wicklung oder die Gestaltung des Nutschlitzes nur begrenzt beeinflussbar sind, jedoch meist ausgeprägte Rast- und Pendelmomente mit sich bringen.
- Rastmomente sind im Fall von Ganzlochwicklungen aufgrund von  $N_1/(2p) \in \mathbb{N}$  meist stärker ausgeprägt als bei Zahnspulen- bzw. Bruchlochwicklungen, sodass die Schrägung insbesondere bei Zahnspulen- bzw. Bruchlochwicklungen auch dazu genutzt werden kann, die Wirkung von WicklungsOberwellen zu unterdrücken. Dies ist z.B. in [123] mithilfe einer statorseitigen Nutschrägung umgesetzt und ließe sich durch Nutzung der gestalterischen Freiheit der Additiven Fertigung auch rotorseitig leicht umsetzen.

### 4.3 Kraft- bzw. Drehmomentberechnung in PMSM

Die Kraft- bzw. Drehmomentwirkung in elektrischen Maschinen kann grundsätzlich entweder durch die Auswertung des Luftspaltfelds oder auf Basis der Energieerhaltung berechnet werden [117]. Mithilfe der Energiemethode – auch Methode der virtuellen Energie, virtuellen Verschiebung oder virtuellen Arbeit genannt – wird das Drehmoment aus der Änderung der Energie des Systems in Abhängigkeit von infinitesimalen Änderungen der beteiligten Energieformen gewonnen. Lässt sich die im System gespeicherte magnetische Energie im Falle stromdurchflossener Leiter noch relativ gut bestimmen, ist es bei Verwendung von Permanentmagneten mit variierenden magnetischen Arbeitspunkten nach wie vor Gegenstand von Diskussionen, wie die Energie bzw. die Koenergie des Systems für praktische Berechnungen zu bestimmen ist. Eine Diskussion der Thematik ist z.B. [124, 125, 126, 127] zu entnehmen und kann, je nach Definition, zu abweichenden Ergebnissen bei der Berechnung des Drehmoments führen. Hinzu kommt, dass auch numerische Vorausberechnungen mithilfe der Energiemethode unbefriedigende Ergebnisse liefern können, da die exakte Berechnung der Energieänderung sowohl eine exakte Magnetisierungskennlinie der Magnete als auch eine infinitesimale Verschiebung (bzw. Rotation) voraussetzen. Insbesondere bei der Berechnung von Rastmomenten, wofür bei FE-Rechnungen in Relation zum gesamten Maschinenmodell meist eine sehr feine räumliche Auflösung bzw. Vermaschung erforderlich ist, können verhältnismäßig kleine Energieänderungen wiederum zu verhältnismäßig großen Diskretisierungsfehlern führen [128]. Es wird daher empfohlen, Effekte, welche verhältnismäßig kleine Energieänderungen mit sich bringen, eher mithilfe der Auswertung des Luftspaltfelds statt mit der Energiemethode zu berechnen.

Wie z.B. in [129] gezeigt, führt die Bestimmung der resultierenden Kraft in der Regel auf die

Auswertung des *Maxwellschen* Spannungstensors  $T$  über einer geschlossenen Hüllfläche

$$F = \oint_A T dA . \quad (4.28)$$

Ist die Verteilung des Luftspaltfelds bekannt, kann das resultierende Drehmoment aus den einzelnen Feldkomponenten in jedem Element einer zylinderförmigen Hüllfläche, die in den Luftspalt gelegt wird und den Rotor vollständig umschließt, berechnet werden. Zeigt der Vektor der Flächennormalen in radiale Richtung, ergeben sich die Kraftkomponenten der im Luftspalt liegenden Mantelfläche in Zylinderkoordinaten zu

$$F_{\text{rad}} = \frac{R}{\mu_0} \int_{-l_i/2}^{+l_i/2} \int_0^{2\pi} \frac{B_{\text{rad}}^2 - B_{\text{tang}}^2 - B_{\text{ax}}^2}{2} d\gamma' dz \quad (4.29)$$

$$F_{\text{tang}} = \frac{R}{\mu_0} \int_{-l_i/2}^{+l_i/2} \int_0^{2\pi} B_{\text{rad}} B_{\text{tang}} d\gamma' dz \quad (4.30)$$

$$F_{\text{ax},\delta} = \frac{R}{\mu_0} \int_{-l_i/2}^{+l_i/2} \int_0^{2\pi} B_{\text{rad}} B_{\text{ax}} d\gamma' dz . \quad (4.31)$$

Die ideelle Länge  $l_i$  beinhaltet dabei auch den stirnseitig ausquellenden Teil des Luftspaltfelds. Das resultierende Drehmoment ergibt sich dann aus  $M_{\text{res}} = R \cdot F_{\text{tang}}$ . Die auf die Stirnflächen wirkenden Axialkräfte können mit

$$F_{\text{ax,Stirn}} = \frac{1}{\mu_0} \int_0^R \int_0^{2\pi} \frac{B_{\text{ax}}^2 - B_{\text{rad}}^2 - B_{\text{tang}}^2}{2} d\gamma' r dr \quad (4.32)$$

$$(4.33)$$

berechnet werden. Dem Vorteil, dass zumindest bei axial zentriertem Rotor lediglich die Komponenten des Luftspaltfelds vorhanden sein müssen, um die resultierenden, am Rotor angreifenden Kräfte zu bestimmen, steht gegenüber, dass die Information über den lokalen Kraftangriffspunkt bzw. über den Ursprung der einzelnen Kraftkomponenten verloren geht. Wie ausführlich in [129] und [130] dargestellt, führt die Auswertung *Fourier*-zerlegter Felder zur Kraftbestimmung auf das gleiche Ergebnis wie die direkte Auswertung der Luftspaltfeldkomponenten. Demnach ist es ebenso möglich, das Drehmoment ebenso mit dem aus der Drehfeldtheorie bekannten Ansatz gemäß

$$M(t) = R l_i \left[ R \xi_{\text{schr,a}} \int_0^{2\pi} A_{\mu'}(\gamma', t) B_{\nu'}(\gamma', t) d\gamma' + \xi_{\text{schr},\chi} \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \chi(\gamma', t) B_{\nu'}^2(\gamma', t) d\gamma' \right] \quad (4.34)$$

und dem sog. Nutungsschub

$$\chi(\gamma', t) = \frac{1}{\lambda^2(\gamma', t)} \frac{\partial \lambda(\gamma', t)}{\partial \gamma'} \quad (4.35)$$

zu berechnen [117, 131]. Der erste Summand in Gleichung (4.34) beschreibt die Wirkung der

stromdurchflossenen Leiter

$$M_a(t) = R^2 l_i \xi_{\text{schr,a}} \int_0^{2\pi} \frac{\hat{A}_{\mu'} \hat{B}_{\nu'}}{2} [\cos((\nu' \pm \mu') \gamma' - (\omega_{\nu'} \pm \omega_{\mu'}) t + (\varphi_{\nu'} \pm \varphi_{\mu'}))] d\gamma' \quad (4.36)$$

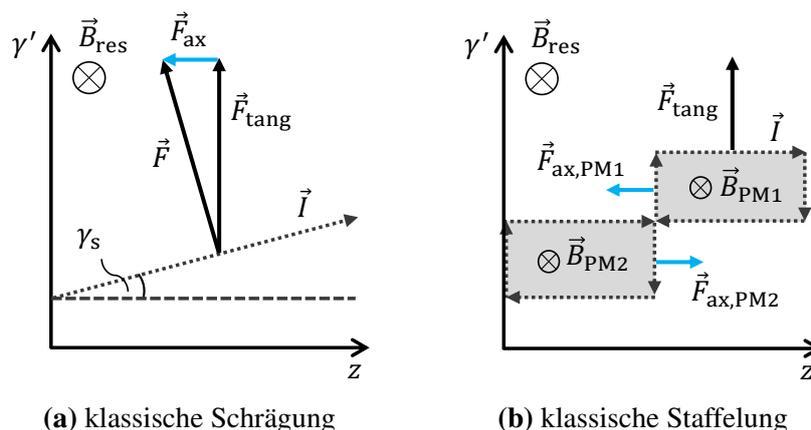
und der zweite Summand die Reluktanzwirkung. In Gleichung (4.36) ist zu erkennen, dass jede Kombination einer Feldwelle der Ordnungszahl  $\nu'$  mit einer Strombelagswelle der Ordnungszahl  $\mu'$  nur dann ein zeitlich konstantes Drehmoment entwickeln kann, wenn gleichzeitig  $\nu' = \pm \mu'$  und  $\omega_{\nu'} = \pm \omega_{\mu'}$  gilt. Für  $\nu' = \pm \mu'$  und  $\omega_{\nu'} \neq \pm \omega_{\mu'}$  ergeben sich Pendelmomente der Kreisfrequenzen  $\omega_{M,\text{Pendel}} = \omega_{\nu'} \pm \omega_{\mu'}$ .

## 4.4 Axialkräfte

Axialkräfte treten in PMSM hauptsächlich im Endbereich der Aktivteile, aufgrund einer möglichen Schrägung bzw. Staffelung und – falls ausgeführt – aufgrund von radialen Kühlkanälen auf. Sofern die Lager ausreichend Spiel aufweisen, bewegt sich der Rotor eigenständig in die sog. magnetische Mitte, also die Axialposition, in der sich die angreifenden Axialkräfte aufheben. Die Kraftkomponenten, die vom Stirnbereich aus auf den Rotor wirken, können entweder vom Wicklungskopf stammen oder dadurch begründet sein, dass sich der Rotor außerhalb der geometrischen Mitte (eines axialsymmetrischen Stators) befindet. Die Herleitung dieser Kraftkomponenten ist detailliert in [4] beschrieben und soll hier nicht weiter ausgeführt werden. Für die vorliegende Arbeit sind insbesondere die Axialkräfte von Bedeutung, die aufgrund einer Schrägung oder Staffelung auftreten. Im Fall eines klassisch diagonal geschrägten, stromdurchflossenen Leiters lassen sich schrägungsbedingte Axialkräfte nach [4] theoretisch mit

$$F_{\text{ax}} = F_{\text{tang}} \tan \gamma_s = \frac{M}{R} \tan \gamma_s \quad (4.37)$$

bestimmen. Begründet wird dies mit den in Abb. 4.3 (a) gezeigten geometrischen Beziehungen. Die Modellvorstellung, die magnetische Wirkung eines Magneten durch einen den Magnet umschließenden Leiter zu abstrahieren, ist zur Abbildung einer Axialkraft allerdings nicht ausreichend, da eine solche Anordnung, wie in Abb. 4.3 (b) gezeigt, zu keiner resultierenden Axialkraft führen würde, sofern das resultierende Luftspaltfeld  $B_{\text{res}}$  über die gesamte Polleitung als konstant vorausgesetzt wird. In diesem Fall würde für die in Abb. 4.3 (b) eingezeichneten Axialkraftkomponenten  $|\vec{F}_{\text{ax,PM1}}| = |\vec{F}_{\text{ax,PM2}}|$  gelten. Eine Reihe von Veröffentlichungen (z.B. [132, 133, 134, 135]) zeigen allerdings, dass auch eine klassische Staffelung zu einer resultierenden Axialkraft führt. Dies kann dadurch erklärt werden, dass im Fall eines fein verteilten Strombelags im Stator das dadurch erzeugte Feld keinesfalls über die gesamte Polteilung konstant ist. Abb. 4.4 zeigt dies schematisch am Beispiel einer reinen q-Bestromung. Das vom Stator erzeugte Feld  $B_{1,q}$  überlagert sich mit dem Feld der Permanentmagneten  $B_{\text{PM}}$ , welches näherungsweise blockförmig ist, sodass für das resultierende Luftspaltfeld  $B_{\text{res}}(\gamma') \neq \text{konst.}$  gilt. Im vorliegenden Fall wird dadurch das Luftspaltfeld im Bereich der auflaufenden Magnetkante – der Rotor in Abb. 4.4 bewegt sich in positiver  $\gamma'$ -Richtung – erhöht und dementsprechend im Bereich der ablaufenden Magnetkante verringert. Dadurch wirken auf die modellhaften, die



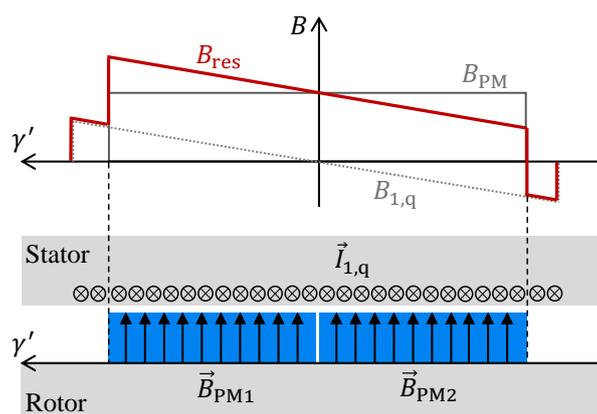
**Abbildung 4.3:** Vereinfachte Darstellung der Kraftkomponenten eines Stroms  $\vec{I}$  im Magnetfeld  $\vec{B}$ ;  
 (a) im Fall einer klassischen Schrägung um den Winkel  $\gamma_s$ ;  
 (b) im Fall einer Staffelung, bei der die magnetische Wirkung  $\vec{B}_{PM}$  durch einen den PM umschließenden Strom  $\vec{I}$  abgebildet wird

Magneten umschließenden Ströme aus Abb. 4.3 (b) betragsmäßig unterschiedliche Kräfte

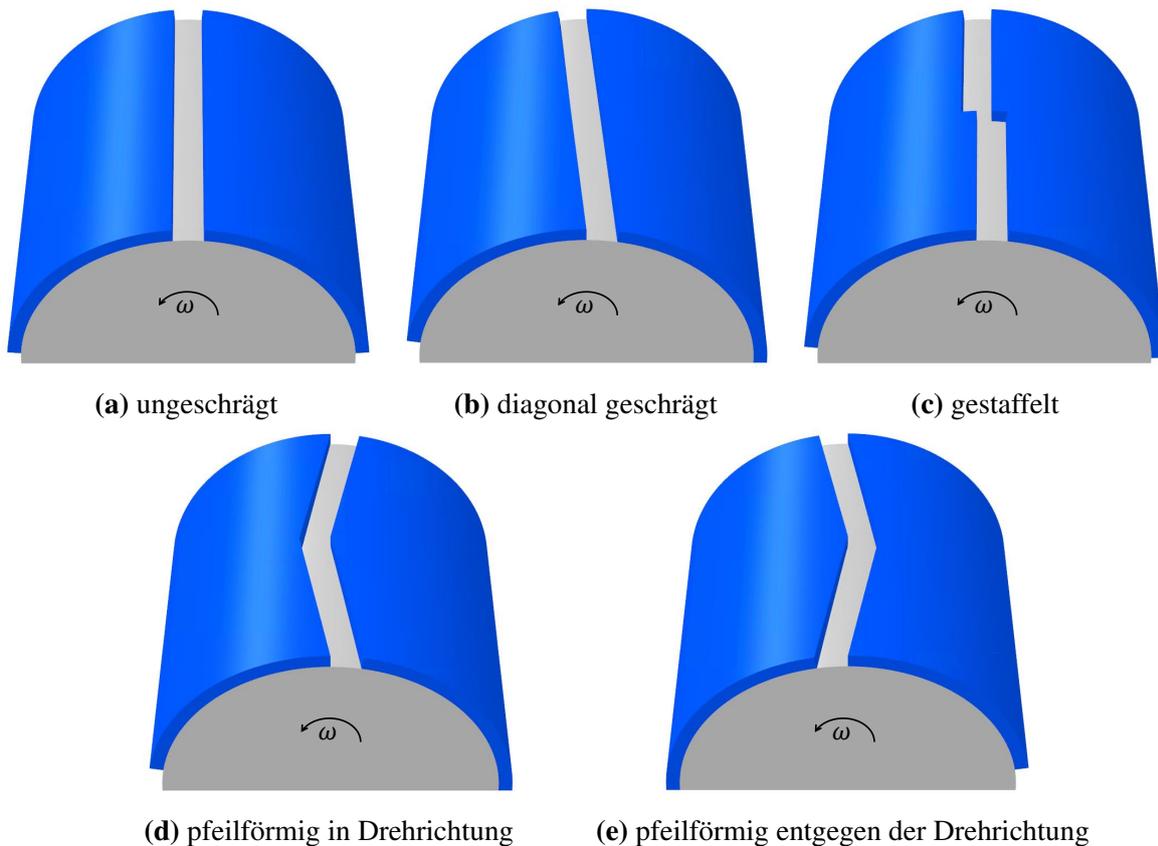
$$|\vec{F}_{ax,PM1}| > |\vec{F}_{ax,PM2}|, \tag{4.38}$$

und es ergibt sich eine resultierende Axialkraft.

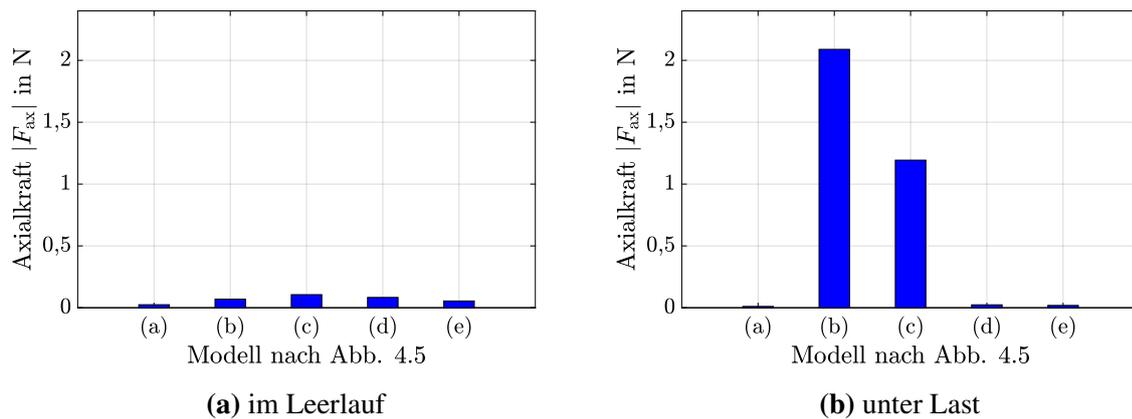
Alternativ zur Diagonalschrägung bzw. -staffelung ist auch die Pfeilschrägung bzw. -staffelung verbreitet (s. Abb. 4.5). Ein Vorteil der pfeilförmigen Anordnung ist, dass keine resultierende schrägungsbedingte Axialkraft auf den Rotor wirkt [132, 133, 136]. Durch Auswertung von FE-Berechnungen für die in Abb. 4.5 gezeigten Modelle konnte bestätigt werden, dass unter Last sowohl die Diagonalschrägung als auch die klassische Staffelung zu einer resultierenden



**Abbildung 4.4:** Schematische Darstellung der Überlagerung der blockförmigen PM-Felder zweier zueinander gestaffelter Magnete  $B_{PM1}$  und  $B_{PM2}$  mit dem Feld eines feinverteilten Strombelags  $B_{1,q}$  bei reiner q-Strom-Speisung; zu erkennen ist die Feldüberhöhung des resultierenden Felds  $B_{res}$  im Bereich der auflaufenden Magnetkante und die Feldverringerng im Bereich der ablaufenden Magnetkante



**Abbildung 4.5:** 3D-FE-Modelle unterschiedlicher Schrägungsvarianten; dargestellt sind jeweils das Rotoreisen (grau) und die Magnete (blau); genuteter Stator und Luftregion sind ausgeblendet; **(a)** ungeschragt; **(b)** diagonal geschrägt; **(c)** gestaffelt; **(d)** pfeilförmig in Drehrichtung geschrägt und **(e)** pfeilförmig entgegen der Drehrichtung geschrägt



**Abbildung 4.6:** Nach Gleichung (3.3) FE-berechnete Axialkraft der in Abb. 4.5 dargestellten FE-Modelle; für alle Simulationen gilt  $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ ,  $p = 2$ ,  $N_1 = 36$ ,  $D_{\text{bohr}} = 80 \text{ mm}$  und im Lastfall zusätzlich  $I_q = 3 \text{ A}$ ; **(a)** im Leerlauf und **(b)** unter Last

Axialkraft führen (s. Abb. 4.6). Dabei wurden vierpolige PM-Rotormodelle mit Oberflächenmagneten aufgebaut. Die stirnseitigen Axialkraftkomponenten können dabei vernachlässigt werden, da der Rotor axialsymmetrisch aufgebaut ist, keine radialen Kühlkanäle aufweist und sich somit im Leerlauf in der geometrischen bzw. in der magnetischen Mitte befindet. Alle Simulationen wurden für  $n = 1500 \text{ min}^{-1}$  durchgeführt. Der Schrägungswinkel betrug im Fall der Diagonalschrägung bzw. im Fall der Pfeilschrägung  $\gamma_s = 10^\circ$  und die Verdrehung der gestaffelten Segmente zueinander betrug dementsprechend  $\gamma_s/z_s = 5^\circ$ . Im Lastfall wurde zusätzlich  $I_q = 3 \text{ A}$  eingepreßt, was zu einer für Servomotoren üblichen Sättigung der weichmagnetischen Bereiche führte. Es zeigt sich, dass unter Berücksichtigung des von der Maschine in diesem Betriebspunkt entwickelten Drehmoments von  $M \approx 9,54 \text{ Nm}$  eine Abschätzung der Axialkraft mithilfe von Gleichung (4.37) auf deutlich zu große Werte für  $F_{ax}$  führt. Weiterhin ist zu erkennen, dass die Staffelung aufgrund der diskreten Verschiebung um den halben Schrägungswinkel im Vergleich zur Diagonalschrägung auch eine verringerte Axialkraft mit sich bringt. Wie zu erwarten ist, reduziert lediglich die Pfeilschrägung – unabhängig von der Drehrichtung – die schrägungsbedingte magnetische Asymmetrie, sodass keine resultierenden Axialkräfte auf das Rotoraktivteil wirken.

## 5 Schrägung von PM-Rotoren mit axial geraden Magnettaschen

In diesem Kapitel wird der Ansatz diskutiert, eine rotorseitige Schrägungswirkung durch Torsion des Rotoraktivteils zu erzielen und gleichzeitig die Magnettaschen axial gerade bzw. die Magnete rechteckförmig zu belassen. Wie bereits dargestellt, ist dies nur dank der Additiven Fertigung sinnvoll umsetzbar und bietet das Potential, auf eine konventionelle Staffelung oder auf eine statorseitige Schrägung zu verzichten. Dadurch, dass lediglich der weichmagnetische Teil um die Magnete herum tordiert wird, können auch in diesem Fall weiterhin rechteckförmige Magnete verwendet werden.

Im Folgenden werden zunächst die Spannungsfelder und Zielkonflikte, auf die eine gleichmäßige Schrägung bei axial geraden Magnettaschen führt, dargestellt und die zur Untersuchung dieser Zielkonflikte gewählte Methodik aufgezeigt. Dem schließt sich die Diskussion der 3D-FEM-Ergebnisse an, die teilweise bereits in [82] und [26] veröffentlicht wurden und die auf praktische Handlungsempfehlungen zur vorteilhaften Gestaltung von additiv gefertigten PM-Rotoren führen.

### 5.1 Gestalterische Zielkonflikte

Im diesem Abschnitt werden kurz die gestalterischen Zielkonflikte bei der Dimensionierung von PM-Rotoren dargestellt. Diese können teilweise auch auf andere Rotorbauarten, wie z.B. auf Synchronreluktanzrotoren, oder auf Statoren übertragen werden. Generell können zur Gestaltung von PM-Rotoren – konventionell oder additiv gefertigt – eine Reihe von Zielkonflikten formuliert werden, die bei der Gestaltung beachtet werden müssen:

#### 1. Mechanische Spannung vs. magnetischer Streufluss

Insbesondere im Bereich ausgeprägter Streustege (bei PM-Rotoren mit vergrabenen Magneten oder bei Synchron-Reluktanzrotoren) wird dieser Zielkonflikt deutlich, da in diesem Bereich sowohl mechanische Spannungsüberhöhungen als auch magnetischer Streufluss prinzipiell unerwünscht sind. Da sich die mechanische Spannung  $\sigma \sim A^{-1}$  antiproportional und der magnetische Leitwert  $\Lambda \sim A$  proportional zur tragenden Querschnittsfläche  $A$  verhalten, ist diesbezüglich stets ein Kompromiss nötig.

## 2. Konsequenter Leichtbau vs. Dynamik

Wie schon in Abschnitt 1.1 dargelegt, wäre es aus Leichtbausicht sinnvoll, möglichst viel Material auf einem großen Radius zu platzieren und nahe der Drehachse dementsprechend Material und damit Masse auszusparen. So kann bei gleichem Masseeinsatz eine höhere Festigkeit erzielt werden. Soll allerdings die Dynamik erhöht werden, ist die Reduktion des Massenträgheitsmoments  $J$  und somit die Reduktion des Radius  $R$  der Masse  $m$  aufgrund von  $J \sim m \cdot R^2$  vorzuziehen.

## 3. Konsequenter Leichtbau vs. Sättigung

Wird Material aus der flussführenden Querschnittsfläche entfernt, erhöht sich der magnetische Spannungsabfall in diesem Bereich. Im Bereich des Hauptflusspfads ist dies unerwünscht, sodass hinsichtlich der flussführenden Querschnittsfläche beim Leichtbau ebenfalls ein Kompromiss zu finden ist.

Obgleich die dreidimensionale Gestaltungsfreiheit der Additiven Fertigung es erlaubt, an praktisch jeder Stelle im Bauteil entweder massives Material oder Luft oder eine funktionale (Gitter-)Struktur zu platzieren, bleiben die oben genannten Zielkonflikte bestehen. Es wird auch mithilfe der Additiven Fertigung wohl nicht gelingen, eine in jeglicher Hinsicht „optimale“ Rotorgestalt zu konstruieren. Vielmehr eröffnet die Additive Fertigung zusätzliche Einflussgrößen bei der Gewichtung von Dimensionierungszielen, wie z.B. die Gestaltung für eine größtmögliche Dynamik oder die Gestaltung für konsequenten Leichtbau. In jedem Fall sind während des Gestaltungsprozesses die Randbedingungen der Additiven Fertigung, wie z.B. Formabweichungen oder minimale Wandstärken, zu beachten.

## 5.2 Untersuchung der Rotorstreuung

Ein entscheidender Punkt bei der Schrägung des weichmagnetischen Teils um die axial geraden Magnete herum stellt die Gestaltung der Streustege und die damit verbundene Änderung der Rotorstreuung dar. Da eine rotorseitige Schrägung von Rotoren mit Oberflächenmagneten ohne Effekt wäre, kommen lediglich Rotoren mit vergrabenen Magneten in Betracht. Das Implementieren einer Schrägung führt in der Regel zu einer Änderung der Rotorstreuung  $\sigma_2$ , da der magnetische Fluss umgelenkt und so der magnetische Kreis geändert wird. Für die folgenden Untersuchungen wurde daher ein 1,5 kW-Servomotor mit vergrabenen, balkenförmigen Magneten, ausgeprägten teilkonzentrischen Polen und den in Tab. 5.1 aufgezeigten Bemessungs- und Wicklungsdaten verwendet. Die Streustege ergeben sich dabei aus der Rechteckform der Magnete und begrenzen dementsprechend die Magnettaschen.

Um eine Schrägung mit gleichzeitig axial geraden Magnettaschen zu implementieren, werden zunächst nur die (in Abb. 5.1 (a) markierten) Stirnflächen der Rotorpolschuhe über eine Länge von  $l_{fe}$  entlang der Drehachse um den Winkel  $\gamma_s$  tordiert. Auf diese Weise ergibt sich das in Abb. 5.1 (b) dargestellte FE-Modell. Die zugehörige Flussdichteverteilung im Leerlauf (s. Abb. 5.1 (c)) zeigt bereits, dass eine solche Schrägung ohne Umgestaltung der Streustege zu erhöhter

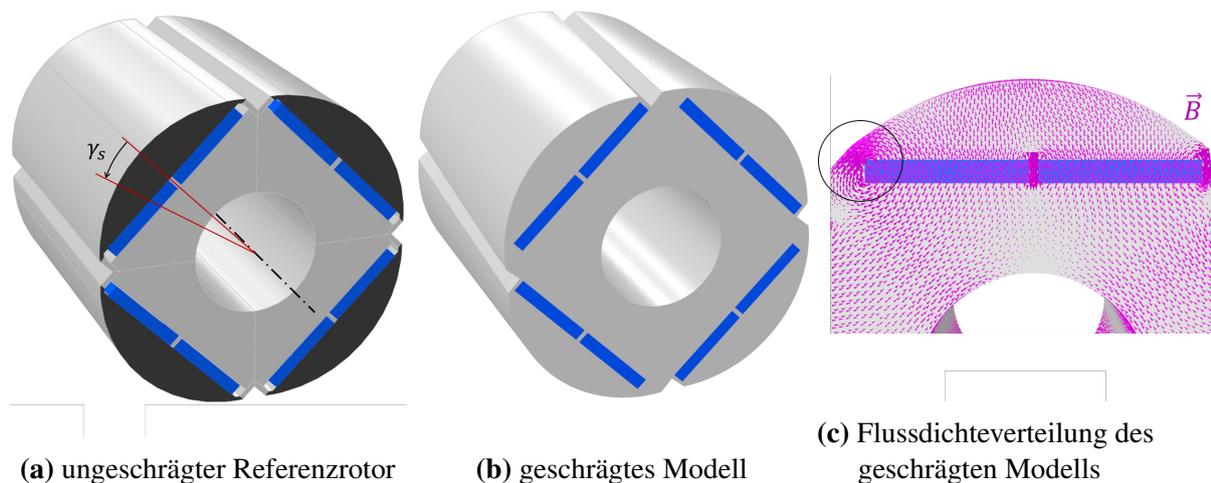
**Tabelle 5.1:** Bemessungs- und Wicklungsdaten der zur simulativen Untersuchung verwendeten Beispielmachine

Bemessungsleistung $P_N$	1,5 kW
Bemessungsdrehmoment $M_N$	9,5 N m
Bemessungsdrehzahl $n_N$	1500 min <sup>-1</sup>
Bohrungsdurchmesser $D_{\text{bohr}}$	80 mm
Polpaarzahl $p$	2
Strangzahl $m$	3
Lochzahl $q$	3
Statornutzahl $N_1$	36

Rotorstreuung führt, da der Streusteg einseitig vergrößert wird. Die Frage der kontinuierlichen Schrägung des Rotoraktivteils bei geraden Magnettaschen geht also stets mit einer Umgestaltung des weichmagnetischen Teils im Bereich der Pollücke einher. Ausgehend von der in Abb. 5.1 (b) gezeigten Form bietet es sich an, die Streupfade sowie die gewünschte Geometrie der Pollücke durch Wegschneiden überschüssiger Volumina zu konstruieren. Dabei sind in erster Linie zwei Freiheitsgrade zu definieren:

#### a) geschlossene Rotoroberfläche vs. ausgeprägte Pollücken

Wenn davon ausgegangen wird, dass die weichmagnetischen Teile im Bereich der Pollücke stark gesättigt sind, spielt die Ausprägung der Pollücke aus magnetischer Sicht nur eine untergeordnete Rolle. Um die gewünschte Schrägungswirkung zu erzielen, wäre eine starke Sättigung



**Abbildung 5.1:** (a) FE-Modell des ungeschrägten Referenzrotors  
 (b) FE-Modell mit tordierten Polschuhen ohne Umgestaltung der Streustege  
 (c) Flussdichteverteilung des in (b) dargestellten geschrägten Modells (Blick auf axiale Stirnfläche)

des gesamten im Bereich der Pollücke befindlichen weichmagnetischen Materials jedoch hinderlich, da insbesondere die in die Pollücke hineinragenden Bereiche der Polschuhe für die Schrägungswirkung essentiell sind. Aus mechanischer Sicht kann, wie im späteren Verlauf der Arbeit noch gezeigt wird, die Ausführung einer geschlossenen Rotoroberfläche vorteilhaft sein.

### b) parallele Streustege vs. geschrägte Streustege

Werden die Polschuhe um die axial geraden Magnete herum tordiert, können die Streustege bzw. allgemein die Polschuh-Joch-Verbindungen entweder parallel zu den seitlichen Magnetflächen (und somit ebenfalls axial gerade) ausgeführt werden oder so konstruiert werden, dass sich eine im gleichen Maße wie die Polschuhe tordierte Polschuh-Joch-Verbindung ergibt. Durch Ausführung von tordierten Streustegen im Zusammenhang mit einer geschlossenen Rotoroberfläche kann die Anzahl der Polschuh-Joch-Verbindungen reduziert werden. Dazu sind jedoch ausführliche mechanische Vorausberechnungen nötig, die ebenfalls im späteren Verlauf der Arbeit thematisiert werden.

Ausgehend davon werden die in Abb. 5.2 dargestellten Rotormodelle untersucht. Modell A wurde mit einem ungeschrägten Rotoraktivteil und axial geraden Magneten simuliert. Modell B wurde mit einem gestaffelten Rotor ( $z_s = 2$ ) mit zu Modell A identischem Querschnitt gestaltet. Modell C entspricht dem neuartigen Konzept eines kontinuierlich geschrägten Rotoraktivteils mit axial geraden Magneten, wobei zur besseren Vergleichbarkeit mit dem Referenzmodell A in diesem Fall parallele Streustege sowie ausgeprägte Pollücken ausgeführt wurden. Zur genauen Konstruktion von Rotoren mit geschrägten Polschuhen und axial geraden Magnettaschen wird im Kapitel 6 eingegangen und daher hier nicht weiter vertieft. Die Rotorstreuung wurde aus dem Verhältnis von Luftspaltfluss zu von den Magneten erzeugtem Fluss nach

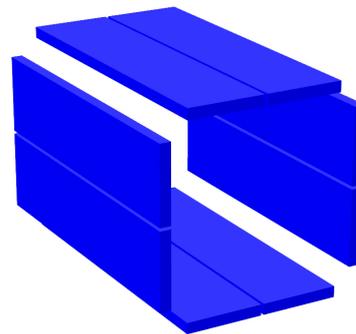
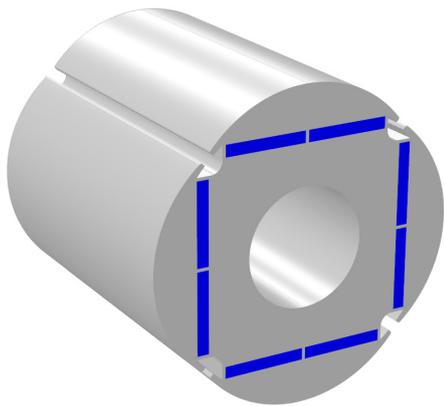
$$\sigma_2 = 1 - \frac{\int B_\delta dA_\delta}{\int B_{PM} dA_{PM}} = 1 - \frac{\Phi_\delta}{\Phi_{PM}} \quad (5.1)$$

berechnet. Es handelt sich somit nicht um eine Streuziffer bezogen auf den Hauptwellenfluss, sondern um eine Streuziffer, die das Verhältnis vom gesamten vom Rotor in den Stator übertretenden Fluss zum von den Magneten erzeugten Fluss beschreibt. Diese berücksichtigt somit alle Komponenten der Rotorstreuung (Magnetstreuung, Polstreuung und stirnseitige Streuung). Die Ergebnisse der FE-Simulation sind in Abb. 5.3 gezeigt. Dabei beschreibt Modell D das in Abb. 5.1 (b) gezeigte Modell mit tordierten Polschuhen ohne Umgestaltung der Streustege.

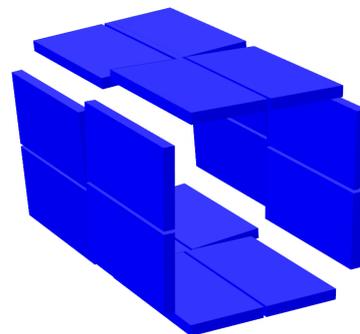
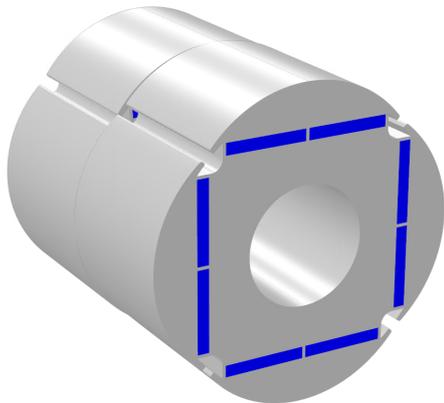
Allgemein lässt sich der magnetische Widerstand eines Flusspfads

$$R_m = \frac{l}{\mu_0 \mu_r \cdot A} \quad (5.2)$$

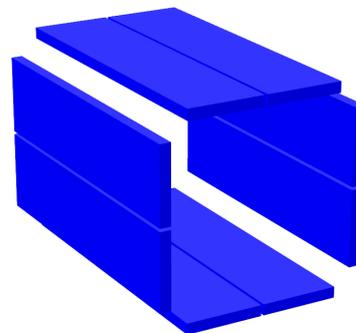
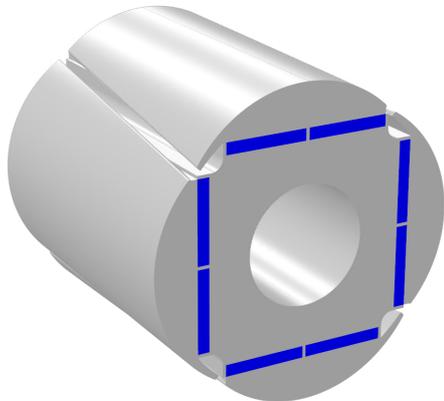
durch die Verlängerung des Pfads  $l$ , durch die Verringerung von  $\mu_r$  und/oder durch die Verkleinerung des tragenden Querschnitts  $A$  vergrößern. Hinsichtlich einer vereinfachten, rechteckförmigen Streustegegeometrie ergibt sich, dass die Rotorstreuung vor allem durch die Länge der Polschuh-Joch-Verbindung  $l_s$  sowie durch den tragenden Querschnitt  $A_s = l_{fe} \cdot b_s$  bestimmt wird. Da es grundsätzlich auch denkbar wäre, die Streustege aus Leichtbau-Gitterstrukturen aufzubauen, wurden im Fall von Modell C\* die Streustegeregionen mit der experimentell gewonnenen



(a) Modell A: ungeschrägter Referenzrotor mit axial geraden Magneten



(b) Modell B: gestaffelter Rotor mit  $z_s = 2$  und gestaffelten Magneten

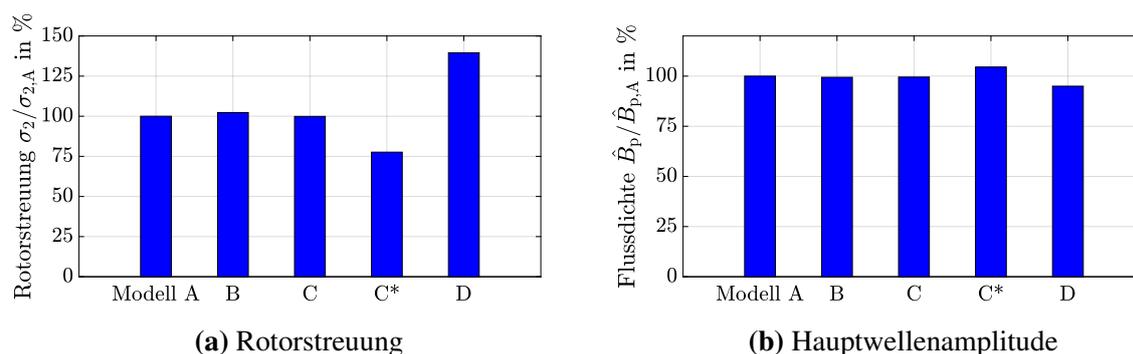


(c) Modell C: kontinuierlich geschrägtes Rotoraktivteil mit axial geraden Magneten

**Abbildung 5.2:** Untersuchte FE-Modelle; gezeigt ist das jeweilige Rotoreisen (grau) und die jeweilige Magnetanordnung (blau);

(a) Referenzrotor, (b) gestaffelter Rotor und (c) kontinuierlich geschrägter Rotor

Magnetisierungskurve von additiv gefertigten Gitterstrukturen aus [28, 30] versehen. Für die Verwendung von Gitterstrukturen spricht, dass gezielt Bereiche mit verringerter magnetischer Leitfähigkeit implementiert werden können, welche aus mechanischer Sicht robuster gegenüber mehrdimensionalen Belastungen sind als z.B. Zugstäbe oder Wandelemente.



**Abbildung 5.3:** Vergleich der Modelle A-C aus Abb. 5.2 und von Modell D aus Abb. 5.1 (b); Modell C\* beschreibt ein Modell C, bei dem die Streustege als additiv gefertigte Leichtbau-Gitterstrukturen simuliert wurden; der Stator wurde ungenutzt als magnetischer Rückschluss modelliert; simuliert wurde der Leerlauf

Um die Abhängigkeit der Rotorstreuung und der Hauptflussdichte von der relativen Lage des Rotors zum Stator zu entkoppeln, wurde der Stator ungenutzt als magnetischer Rückschluss modelliert. Die Ergebnisse zeigen, dass sich die Rotorstreuung beim gestaffelten Rotor um  $+2,3\%$  erhöht, was zu einer Änderung der Hauptfeldamplitude um  $-0,6\%$  führt. Dies ist dadurch zu erklären, dass die Verdrehung des gesamten Rotorquerschnitts inklusive der Magnete bewirkt, dass teilweise Magnetmaterial auf weichmagnetisches Material geschoben wird. Dies hat zusätzliche axiale Streuflusskomponenten zur Folge, wie z.B. bereits in [137, 138, 139] beschrieben. Eine Rotorstaffelung geht daher in der Regel mit einer Verringerung der Hauptfeldamplitude einher. Die Rotorstreuung und die Hauptfeldamplitude der Modelle A und C sind praktisch unverändert wohingegen eine Schrägung ohne Umgestaltung der Streustege (Modell D) im vorliegenden Fall zu einer Erhöhung der Rotorstreuung um ca.  $+39,5\%$  bzw. zu einer Verringerung der Hauptfeldamplitude von  $-5,0\%$  führt. Werden anstelle von massiven Strukturen im Bereich der Streustege Leichtbau-Gitterstrukturen eingesetzt, kann die Rotorstreuung weiter verringert ( $-22,4\%$ ) und die Hauptfeldamplitude um bis zu  $+4,5\%$  erhöht werden. Die Auswirkung auf die Festigkeit von additiv gefertigten Streustegen wird im späteren Verlauf der Arbeit in Abschnitt 6.3.2 diskutiert.

Es ist also möglich, eine Rotorschrägung bei geraden Magnettaschen zu implementieren, ohne die Rotorstreuung signifikant zu erhöhen. Grundvoraussetzung ist, dass der tragende Querschnitt, der den Rotorpolschuh mit dem Rotorjoch verbindet, nicht signifikant vergrößert wird oder Strukturen mit vergrößertem magnetischen Widerstand eingesetzt werden. Im Vergleich zur Staffelung wird durch die kontinuierliche Schrägung bei gleichem tragenden Querschnitt stets eine geringere Rotorstreuung erzielt, da keine zusätzlichen Streuflussanteile im Bereich des Staffelschritts auftreten. Weiteres Verbesserungspotential bietet die Möglichkeit, Streustege aus Leichtbau-Gitterstrukturen oder mit massiven Strukturen verringerten Querschnitts zu implementieren. Wird der Rotor auf der Stirnseite stehend additiv gefertigt, sodass die Drehachse in Baurichtung zeigt, stellen Streustege aus Sicht der Konstruktion stehende Wände dar, für die die Herstellungsgrenzen des gewählten Fertigungsverfahrens zu beachten sind. Dies führt auf die Frage der minimal fertigmöglichen Wandstärke und der mechanischen Festigkeit einer additiv gefertigten stehenden Wand. Die fertigmögliche Wandstärke wiederum beeinflusst die Rotorstreuung.

Es zeigt sich, dass ein iterativer Prozess nötig ist, um dem ersten, in Abschnitt 5.1 beschriebenen Zielkonflikt zu begegnen. Dies wird im Abschnitt 6.3.2 noch einmal aufgegriffen, wenn am Beispiel der finalen Demonstratorgeometrie mechanische Festigkeitsanalysen vorgestellt werden.

## 5.3 Untersuchung des Luftspaltfelds

Jede Änderung des weichmagnetischen Rotorteils beeinflusst das Luftspaltfeld bzw. das Spektrum der Leitwertwellen. Eine umfassende Analyse des Luftspaltfelds in Abhängigkeit von verschiedenen Geometrieparametern des Rotors, wie z.B. vom Anstellwinkel der Magnete oder von zusätzlichen Kerben an der Rotoroberfläche, ist in [140] zu finden. Da für den vorliegenden Ansatz eines geschrägten weichmagnetischen Teils bei gleichzeitig geraden Magnettaschen insbesondere der Einfluss der Streustege und der Einfluss der Schrägung auf das Luftspaltfeld von Bedeutung ist, werden vor allem diese beiden Parameter in den folgenden beiden Abschnitten untersucht.

### 5.3.1 Einfluss der Streustege auf das Rotorfeld

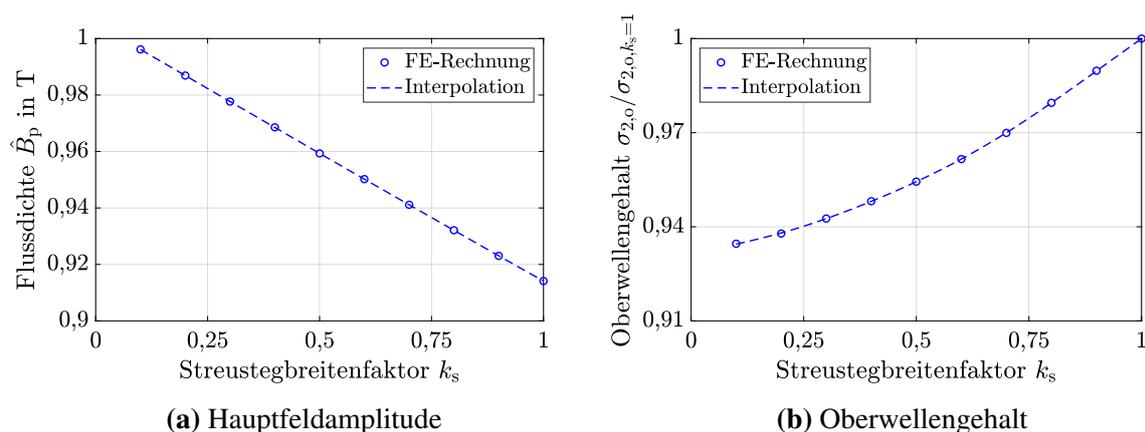
Wie im Abschnitt 6.6 noch dargelegt wird, bietet es sich an, Rotoren auf der Stirnseite stehend additiv zu fertigen, sodass die Drehachse des Rotors in Baurichtung zeigt. Im einfachsten Fall weisen Streustege einen über die gesamte Eisenlänge konstanten Querschnitt  $A_s = l_{fe} \cdot b_s$  auf. Im Folgenden soll daher die Abhängigkeit des Luftspaltfelds von der Breite des Streustegs  $b_s$  untersucht werden. Dabei beschreibt der Streustegbreitenfaktor

$$k_s = b_s / b_{s,REF} \quad (5.3)$$

die Streustegbreite im Verhältnis zur Streustegbreite des Referenzmodells A aus Abb. 5.2. Der Oberwellengehalt des Rotorfelds kann mit

$$\sigma_{2,o} = \frac{\sum_{v' \neq p} \hat{B}_{2,v'}^2}{\hat{B}_{2,p}^2} \quad (5.4)$$

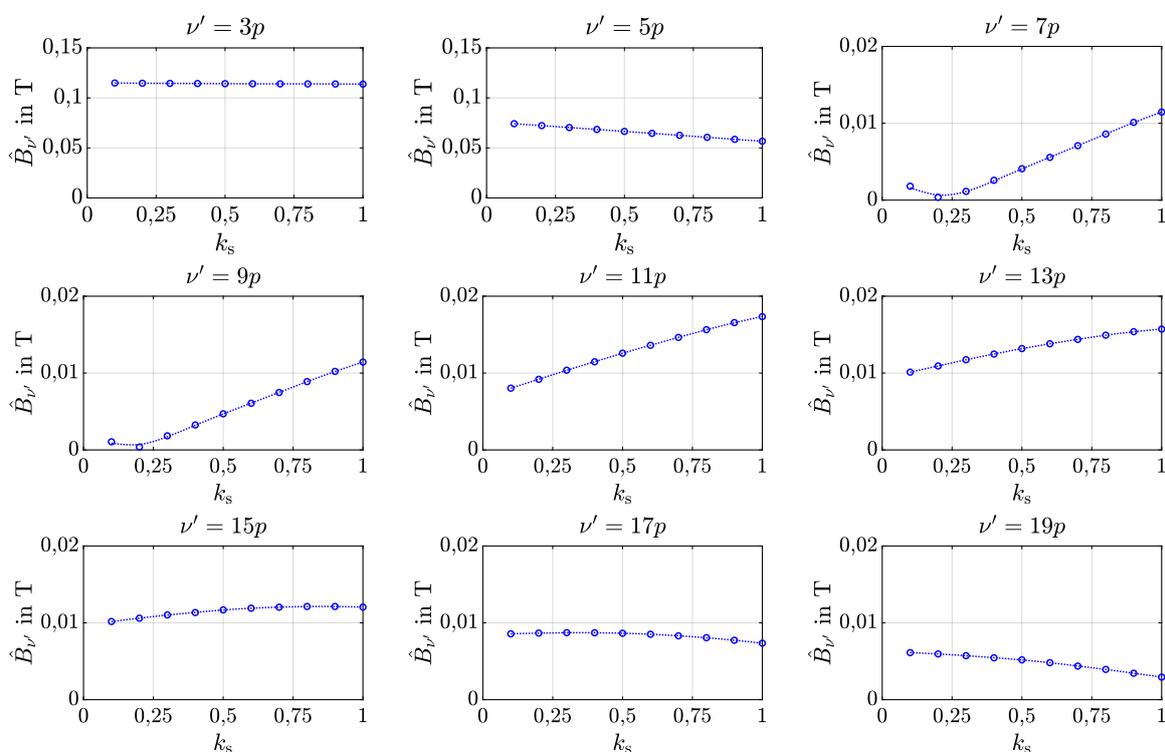
im Verhältnis zur Hauptfeldamplitude  $\hat{B}_{2,p}$  angegeben werden [4]. Der Einfluss von  $k_s$  auf die Hauptfeldamplitude und auf den Oberwellengehalt des Rotorfelds ist in Abb. 5.4 dargestellt. Die Polkontur, die naturgemäß ebenfalls einen signifikanten Einfluss auf den Oberwellengehalt hat, blieb im Rahmen dieser Untersuchung unverändert, um explizit den Einfluss des Streustegbreitenfaktors auszuwerten. Es ist zu erkennen, dass die Hauptfeldamplitude bei Verringerung von  $k_s$  näherungsweise linear steigt. Im Gegensatz dazu sinkt der Oberwellengehalt mit Verringerung von  $k_s$ . Setzt man voraus, dass die Grenze einer aktuell mittels *Laserstrahlschmelzen* fertigmachen stehenden Wand bei  $k_s = 0,5$  liegt, was eine Halbierung der Streustegbreite bedeuten würde,



**Abbildung 5.4:** (a) Rotorhauptfeldamplitude und (b) Oberwellengehalt des Rotorfelds in Abhängigkeit von  $k_s$ ; der Stator wurde als ungenutzter magnetischer Rückschluss simuliert

könnte, sofern dies mit Blick auf die mechanische Festigkeit zulässig ist, die Hauptfeldamplitude um ca. 4,9 % erhöht und gleichzeitig der Oberwellengehalt um ca. 4,6 % verringert werden.

In Abb. 5.5 ist die Abhängigkeit der einzelnen Oberwellenamplituden des Rotorfelds vom Streustegbreitenfaktor  $k_s$  aufgezeigt. Es ist zu erkennen, dass mit fallendem  $k_s$  insbesondere die Oberwellenamplituden der Ordnungszahlen  $\nu' = 7p, 9p, 11p, 13p$  ebenfalls fallen, wohingegen



**Abbildung 5.5:** Einfluss von  $k_s$  auf die einzelnen Oberwellen des Rotorfelds; der Stator wurde als ungenutzter magnetischer Rückschluss simuliert

die Oberwellenamplituden der Ordnungszahlen  $v' = 5p, 17p, 19p$  mit fallendem  $k_s$  steigen. Trotz der verhältnismäßig großen Amplitude der Oberwelle mit  $v' = 5p$  sinkt der Oberwellengehalt  $\sigma_{2,0}$ , wie zuvor dargestellt. Insgesamt lässt sich festhalten, dass der Oberwellengehalt im realistischere fertigen Bereich von  $k_s$  lediglich eine geringe Abhängigkeit von der Streuteilbreite aufweist. Nichtsdestotrotz ist es aus elektromagnetischer Sicht vorteilhaft, die Streuteile so schmal wie möglich auszuführen.

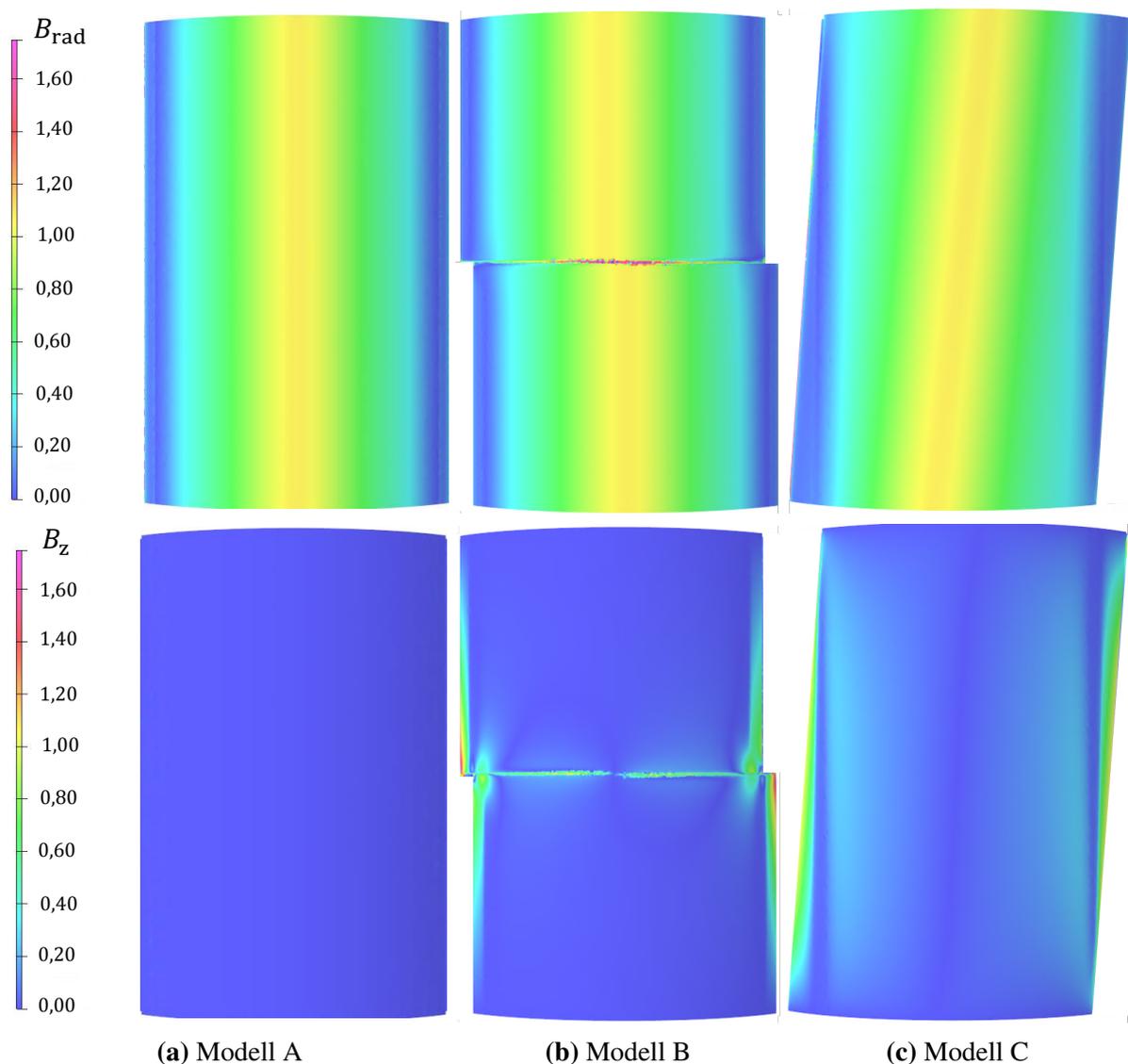
### 5.3.2 Einfluss der Schrägung auf das Rotorfeld

Da die Rotorstreuung sowohl den Sättigungszustand der Polschuhe als auch den magnetischen Arbeitspunkt der Permanentmagnete beeinflusst, bietet es sich zur Bewertung der Schrägungswirkung an, diese zunächst einmal ohne den Einfluss der Streuteile zu untersuchen. Daher werden die Streuteile in den folgenden Untersuchungen mit den Materialeigenschaften von Luft simuliert. Wird von einem ideal glatten Stator ausgegangen, ist der Pfad des magnetischen Flusses vom Magneten zur Rotoroberfläche grundsätzlich abhängig von der Rotorpolschuhform, von der Vergrabungstiefe, vom Anstellwinkel der Magneten und vom lokalen Sättigungszustand des weichmagnetischen Materials. Durch die Schrägung wird die Stelle des engsten Luftspalts aus der Magnetisierungsachse der Magnete gedreht, was dazu führt, dass im Gegensatz zur Staffelung der Querschnitt des Rotors an jeder Axialposition  $-l_{fe}/2 < z < +l_{fe}/2$  unterschiedlich ist. Es stellt sich die Frage, welchen Einfluss eine solche Torsion der Rotorpolschuhe bei gleichzeitig unveränderter Magnetposition auf das Luftspaltfeld hat.

In Abb. 5.6 sind die Radial- und die Axialkomponente der Oberflächenflussdichte für den ungeschrägten Referenzrotor (Modell A), den gestaffelten Rotor (Modell B) und den kontinuierlich geschrägten Rotor (Modell C) gezeigt. Es ist zu erkennen, dass der gelb-orangene Bereich der größten Flussdichte im Fall von Modell B und Modell C im Vergleich zu Modell A verdreht wird. Zudem sind ausgeprägte Axialkomponenten im Fall der gestaffelten und der kontinuierlich geschrägten Modelle zu sehen. Ein entscheidender Unterschied ist allerdings, dass die Axialkomponenten bei der gestaffelten Maschine im Bereich des Staffelschritts Streuflüsse darstellen, die sich direkt in den benachbarten Magneten schließen und im Fall der kontinuierlich geschrägten Maschine lediglich schräg aus der Rotoroberfläche austretende Feldanteile darstellen.

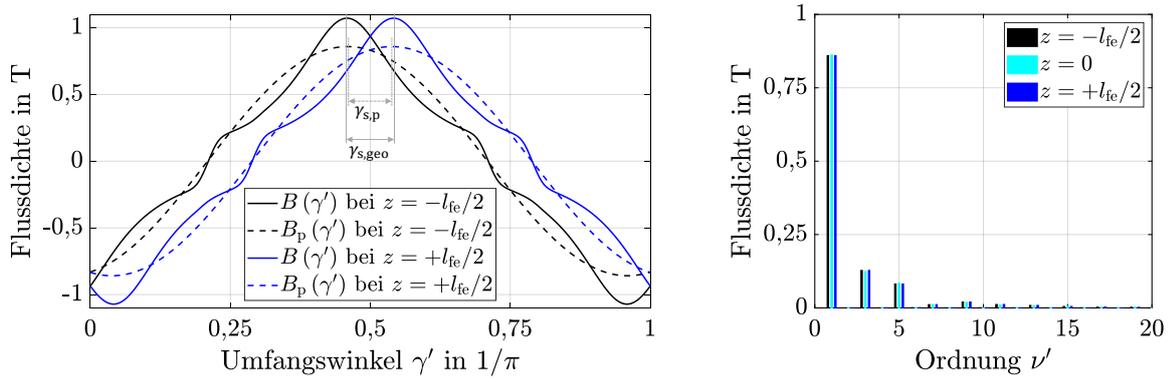
Ein Vergleich der Luftspaltflussdichte des Modells C mit  $\gamma_{s,geo} = 1,5 \cdot \tau'_n$  an den Axialpositionen  $z = +l_{fe}/2$  und  $z = -l_{fe}/2$  zeigt Abb. 5.7. Es ist zu erkennen, dass die Axialposition lediglich einen geringen Einfluss auf die Amplitude der einzelnen Luftspaltfeldkomponenten hat. Weiterhin fällt auf, dass das Maximum der Hauptwelle nicht exakt mit dem Maximum des resultierenden Luftspaltfelds übereinstimmt. Somit kann zwischen einem (theoretischen) Schrägungswinkel der Hauptwelle  $\gamma_{s,p}$  und dem (geometrischen) magnetisch wirksamen Schrägungswinkel des resultierenden Luftspaltfelds  $\gamma_{s,geo}$  unterschieden werden. Wie Tab. 5.2 zeigt, gilt im vorliegenden Fall stets

$$\gamma_{s,p} < \gamma_{s,geo} \quad (5.5)$$



**Abbildung 5.6:** oben: Radialkomponente und unten: Axialkomponente der Flussdichte an der Rotoroberfläche von (a) Modelle A, (b) Modell B und (c) Modell C; Blick vom Stator aus auf den Rotorpolshuh in der d-Achse; der Stator wurde als ungenutzter magnetischer Rückschluss simuliert

Letztlich ist allerdings nur das Maximum des resultierenden Luftspaltfelds bzw.  $\gamma_{s,geo}$  in Relation zum Statornutzschlitz ausschlaggebend für das resultierende Rastmoment. Nichtsdestotrotz zeigt dies, dass die Verwendung von  $\gamma_{s,p}$  anstelle von  $\gamma_{s,geo}$  bei der Berechnung von Rastmomenten zu Abweichungen führen kann. Weiterhin zeigt die rechte Spalte von Tab. 5.2, dass auch eine Schrägung mit axial geraden Magnettaschen zu zusätzlichen schrägungsbedingten Streuflüssen führt, die eine ähnliche Größenordnung wie die Streuung des gestaffelten Modells B aufweisen und durch eine leicht erhöhte Polstreuung erklärt werden können. Es ist jedoch zu beachten, dass im vorliegenden Fall des gestaffelten Modells lediglich ein einziger Staffelschritt simuliert wurde, welcher bereits zu einer Verringerung der Hauptfeldamplitude von ca. 0,6 % führte.



**Abbildung 5.7:** Luftspaltfeld eines Modells C mit  $\gamma_{s,geo} = 1,5 \cdot \tau'_n$  an verschiedenen Axialpositionen;  
**links:** Feldverteilung und **rechts:** Feldspektrum

Da die Schrägung in axialer Richtung eine Phasenverschiebung der Feldkomponenten  $B_{\nu'}(\gamma', z)$  zueinander bewirkt, bietet es sich an, den Einfluss der Schrägung auf der Rotorfeld durch die Induktionswirkung in einer Durchmesserspule, die vom Fluss

$$\hat{\Phi}_{\nu'} = \frac{2}{\pi} \tau_{\nu'} l_i \bar{B}_{\nu'} \quad (5.6)$$

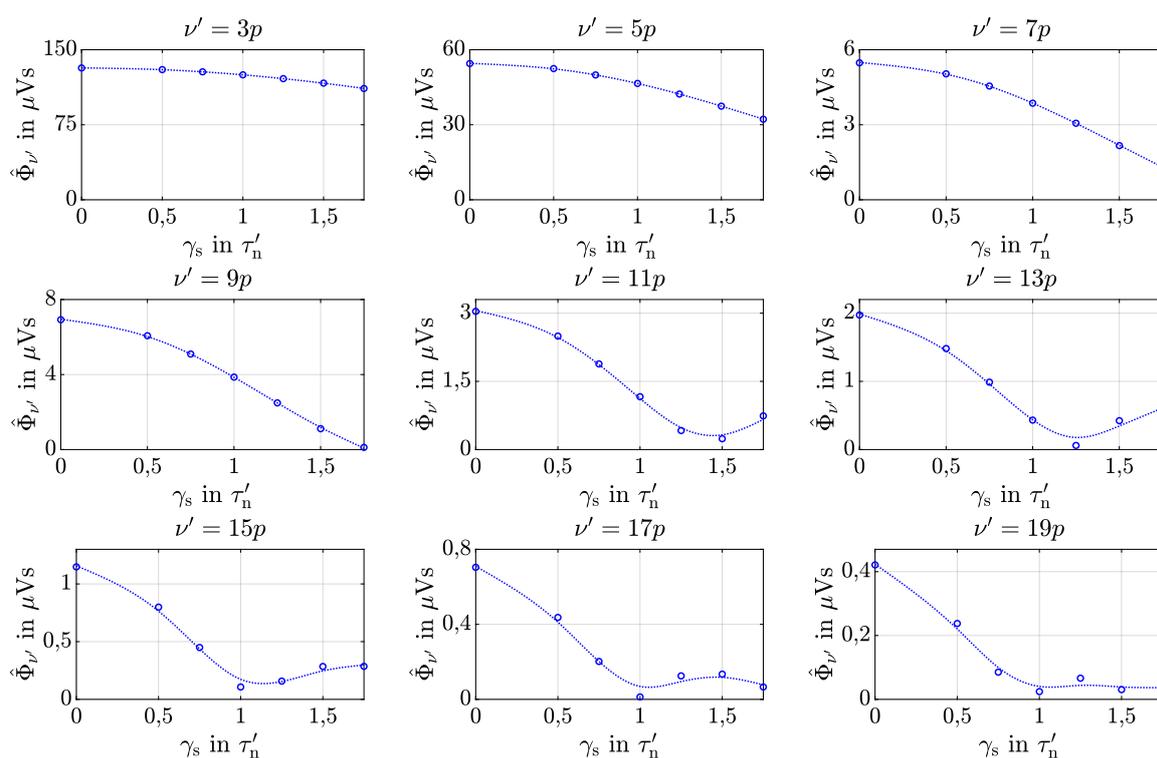
durchsetzt wird, darzustellen. Darin beschreibt  $\bar{B}_{\nu'}$  den Amplitudenwert des über die ideale Länge räumlich überlagerten Oberfelds, das sich in jedem Zeitschritt gemäß

$$\bar{B}_{\nu'}(\gamma') = \frac{1}{l_i} \int_{-l_i/2}^{+l_i/2} B_{\nu'}(\gamma', z) dz \quad (5.7)$$

berechnen lässt. Die einzelnen Flusskomponenten sind in Abhängigkeit vom Schrägungswinkel in Abb. 5.8 dargestellt. So führt eine kontinuierliche Schrägung bei gleichzeitig geraden Magneten insbesondere zur Verringerung der Induktionswirkung der Rotoroberfelder mit den niedrigeren Ordnungszahlen  $\nu' = 3p, 5p, 7p$ . Harmonische der Ordnungszahlen  $\nu' > 9p$  weisen jeweils ein Minimum im Bereich  $0 < \gamma_s < 1,75 \cdot \tau'_n$  auf. Im Minimum entspricht die Wellenlänge des jeweiligen Rotoroberfelds (im Bogenmaß) genau dem Schrägungswinkel. Beispielwei-

**Tabelle 5.2:** 3D-FEM-Ergebnisse; Abhängigkeit von  $\gamma_{s,p}$  bzw. von  $\hat{B}_p$  und  $\gamma_{s,geo}$

	$\gamma_{s,geo}$	$\gamma_{s,p}/\gamma_{s,geo}$	$\hat{B}_{2,p}/\hat{B}_{2,p,REF}$
Model A	0	0	100 %
Model B	$0,50 \cdot \tau'_n$	100 %	99,4 %
Model C	$0,50 \cdot \tau'_n$	96,4 %	99,8 %
Model C	$0,75 \cdot \tau'_n$	96,1 %	99,6 %
Model C	$1,00 \cdot \tau'_n$	95,8 %	99,3 %
Model C	$1,25 \cdot \tau'_n$	95,6 %	98,7 %
Model C	$1,50 \cdot \tau'_n$	93,9 %	98,2 %

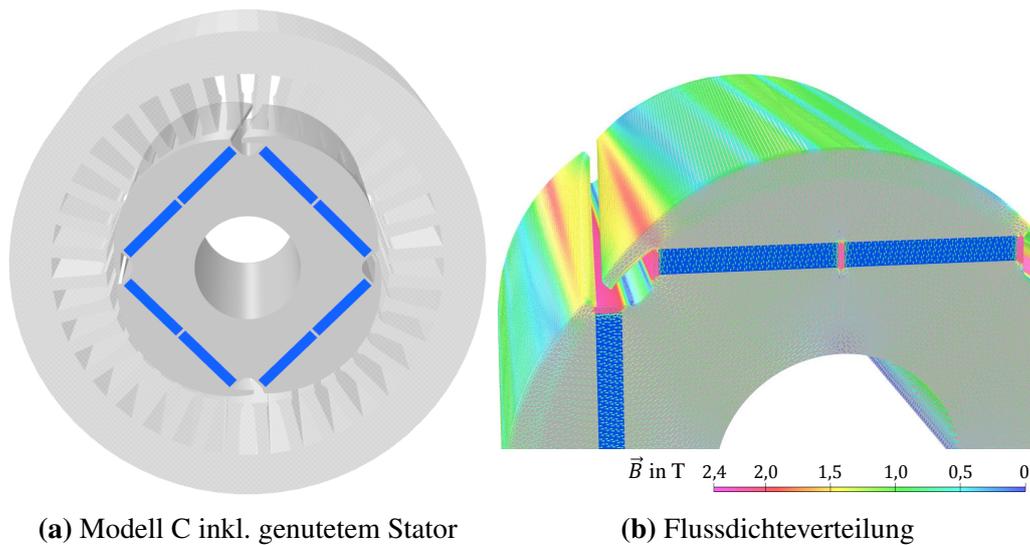


**Abbildung 5.8:** Einfluss des Schrägungswinkels auf die Induktionswirkung der einzelnen Rotoroberfelder; der Stator wurde als ungenutzter magnetischer Rückschluss und die Streustege als Luft simuliert

se wird die Wirkung des Rotoroberfelds mit der Ordnungszahl  $v' = 11p$  insbesondere für  $\gamma_s = 2\pi/11p \approx 1,5 \cdot \tau'_n$  bedämpft. Im Fall von  $v' = 17p$  und  $v' = 19p$ , die den Nutungsharmonischen entsprechen, liegt das Minimum wie erwartet im Bereich von  $\gamma_s = 1,0 \cdot \tau'_n$ . Je nach Schrägungswinkel kann also die Induktionswirkung eines bestimmten Rotoroberfelds unterdrückt werden. Aufbauend auf den Herleitungen aus Abschnitt 4.2 ist also gezeigt worden, dass es auch mit der Torsion des Rotoraktivteils und gleichzeitig axial geraden Magneten möglich ist, eine Schrägungswirkung zu implementieren.

## 5.4 Resultierendes Rastmoment

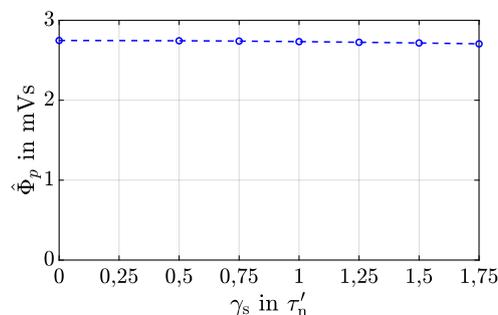
In den Abschnitten 5.3.1 und 5.3.2 wurde gezeigt, welchen Einfluss die Schrägung und die Streustegebreite unabhängig voneinander auf das resultierende Rotorfeld haben. Da letztlich das gesamte Feldspektrum ausschlaggebend für die Wirkung des Rastmoments ist, werden in diesem Abschnitt nun beide Effekte gemeinsam betrachtet. Dafür wird der Stator mit ausgeprägten Nutschlitzen ( $N_1 = 36$ ) im Leerlauf simuliert (siehe Abb. 5.9 (a)). Für das Rotoraktivteil wird ein Schrägungswinkel von  $\gamma_s = 2\pi/N_1$  gewählt. Die Verteilung der Flussdichte ist anhand der Flussdichteverteilung in Abb. 5.9 (b) gezeigt. Zu erkennen sind zusätzliche lokale Flussdichteerhöhungen an der Rotoroberfläche im Bereich der äußeren Streustege, welche aber auf die



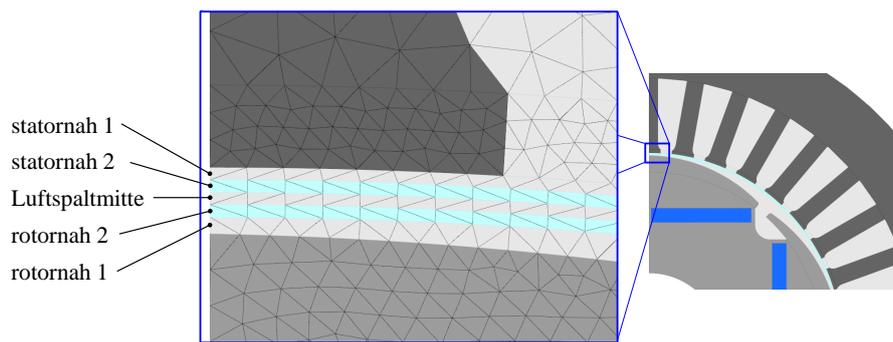
**Abbildung 5.9:** (a) FE-Modell zur Bestimmung des Rastmoments; Luftregion, Wicklung und Welle ausgeblendet;  
 (b) Teilansicht des Rotors inkl. Flussdichtevektoren im Leerlauf

Schrägungswirkung aufgrund der an dieser Stelle bereits großen Aufweitung des Luftspalts keinen nennenswerten Einfluss haben. Nichtsdestotrotz kann erhöhte Sättigung im Bereich der Übergänge von den Streustegen zu den Polschuhen den gewünschten Schrägungseffekt beeinflussen, da die in die Polücke ragenden Polhörner magnetisch vom restlichen Polschuh zumindest teilweise abgebunden werden. Diesbezüglich sind tordierte Streustege parallelen Streustegen vorzuziehen. Der zeitliche Mittelwert von  $\hat{B}_p$  ist in Abb. 5.10 in Abhängigkeit vom Schrägungswinkel dargestellt. Es zeigt sich, dass die schrägungsbedingte Streuung kaum erkennbaren Einfluss auf die resultierende Hauptwelle hat.

Zur Berechnung des Rastmoments erfolgt die Auswertung von Gleichung (4.30) auf einer geschlossenen Zylindermantelfläche im Luftspalt. Zur Verringerung von Diskretisierungsfehlern wurde der Luftspalt in radialer Richtung mit fünf gleichgroßen Schichten vernetzt (siehe Abb. 5.11) und das Drehmoment über die Auswertung des Maxwell'schen Spannungstensors inmitten jeder Schicht bestimmt. Mit Ausnahme der Luftschicht „rotornah 1“ weisen alle Luftschichten



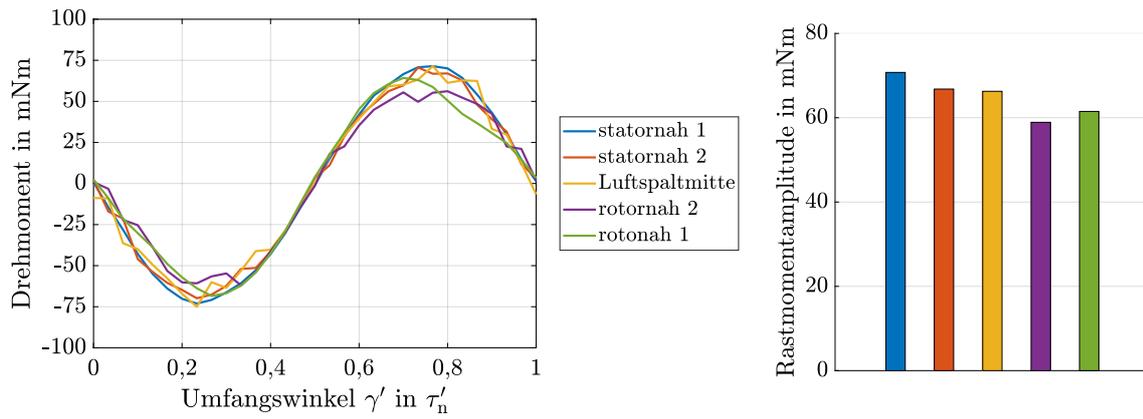
**Abbildung 5.10:** Amplitude der Hauptwelle im Leerlauf bei  $n = 1500 \text{ min}^{-1}$  in Abhängigkeit vom Schrägungswinkel unter Berücksichtigung der Statornutung



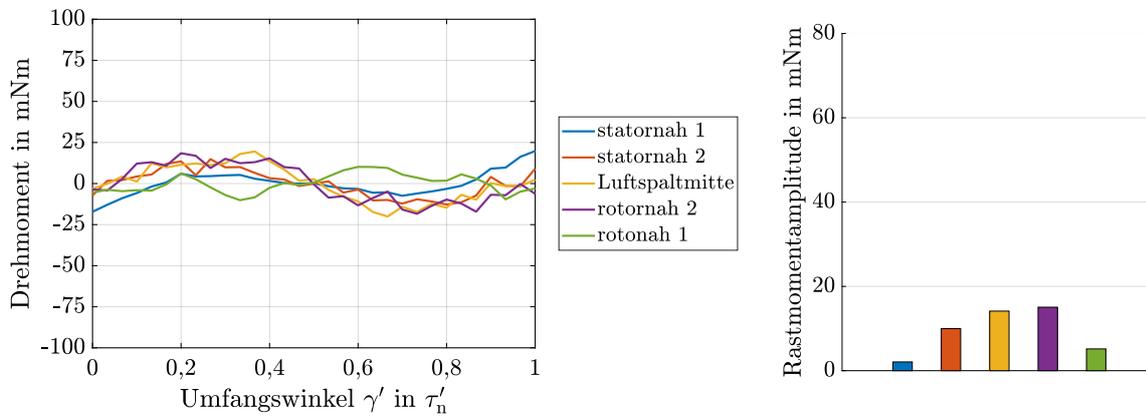
**Abbildung 5.11:** Ausschnitt aus dem FE-Netz eines der verwendeten Modelle; die Luftspaltschichten „statornah 2“ und „rotornah 2“ sind zur Verdeutlichung hellblau markiert

eine konstante radiale Ausdehnung von  $\delta/5$  auf. Die Luftschicht „rotornah 1“ wiederum ist lediglich an der Stelle des engsten Luftspalts  $\delta/5$  breit und geht dann mit fortschreitender Aufweitung des Luftspalt in Richtung der q-Achse in einer Vielzahl von radialen Schichten auf. Die Lage der zur Auswertung verwendeten Zylinderflächen orientiert sich jedoch an der engsten Stelle des Luftspalt  $\delta_{\min}$ , sodass die Auswertung des Drehmoments auf den Radien  $R = D_{\text{bohr}}/2 - k \cdot \delta_{\min}/10$  mit  $k = 1; 3; 5; 7; 9$  erfolgte.

Die Ergebnisse sind für das ungeschrägte Modell A sowie für ein kontinuierlich geschrägtes Modell C mit  $\gamma_s = 1,75 \cdot \tau'_n$  in Abb. 5.12 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Auswertung des resultierenden Drehmoments in den unterschiedlichen Luftspaltschichten zu abweichenden Ergebnissen führt. Je kleiner die Rastmomentamplitude ist, desto größer ist der Einfluss des Rauschens. Wie unter Anderem bereits in [128] ausgeführt, wird davon abgeraten, das Drehmoment in Finiten Elementen auszuwerten, welche eine Grenzfläche von weichmagnetischem Material zu Luft aufweisen, da solche Grenzflächen in FE-Programmen den grundlegenden Annahmen unterliegen, dass nur die Normalkomponente der Flussdichte bzw. die Tangentialkomponente der magnetischen Feldstärke stetig sind. Weiterhin wird im verwendeten Programm *Opera* die mittlere, mit „Luftspaltmitte“ bezeichnete Schicht in jedem Zeitschritt neu vernetzt. Eine Beeinflussung des Netzes in dieser Schicht ist lediglich indirekt über die Definition von Randbedingungen in den angrenzenden Schichten „statornah 2“ und „rotornah 2“ möglich. Ein sich von Zeitschritt zu Zeitschritt änderndes Netz erhöht wiederum die Anfälligkeit von Diskretisierungsfehlern, sodass empfohlen wird, die Luftschichten „statornah 2“ und „rotornah 2“ zur Auswertung heran zu ziehen, da diese sowohl ein gleichbleibendes Netz als auch keine Grenzflächen zu weichmagnetischem Material aufweisen. Die Amplitude des Rastmoments in Abhängigkeit vom Schrägungswinkel ist für die drei inneren Luftspaltschichten in Abb. 5.13 dargestellt. Die Berechnungen zeigen den erwarteten Verlauf mit einem lokalen Minimum bei  $\gamma_s = 1 \cdot \tau'_n$ . In diesem Punkt wurde das Rastmoment durch die kontinuierliche Schrägung um 92,9 % verringert.



(a) Modell A: ungeschrägter Referenzrotor



(b) Modell C: kontinuierlich geschrägter Rotor mit  $\gamma_s = 1,25 \cdot \tau'_n$

Abbildung 5.12: Berechnetes Rastmoment in Abhängigkeit vom Umfangswinkel in den unterschiedlichen Luftspaltschichten; simuliert wurde der Leerlauf; das Verhältnis von Nutzschnittbreite zu Zahnkopfbreite betrug  $b_{NUS}/b_{ZK} = 0,49$

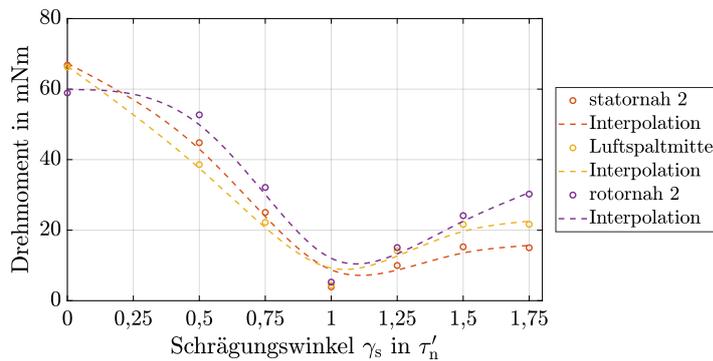


Abbildung 5.13: Resultierendes berechnetes Rastmoment in Abhängigkeit vom Schrägungswinkel; simuliert wurde Modell C mit unterschiedlichen Schrägungswinkeln  $0 < \gamma_s < 1,75 \cdot \tau'_n$  im Leerlauf

## **5.5 Zwischenfazit**

Alles in allem kann gesagt werden, dass mithilfe eines kontinuierlich geschrägten Rotoraktivteils bei gleichzeitig axial geraden Magnettaschen Rastmomente erfolgreich unterdrückt werden können. In transienten 3D-FE-Simulationen wurde eine Reduktion des Rastmoments um bis zu 92,9 % gegenüber einem ungeschrägten Rotor erreicht. Gleichzeitig konnte gezeigt werden, welchen Einfluss der Schrägungswinkel auf die einzelnen Komponenten des Luftspaltfelds hat.

Nichtsdestotrotz führt die Torsion des Rotorpolschuhs bei gleichzeitig axial geraden Magnettaschen auf neuartige Streusteggeometrien, um eine Erhöhung des Rotorstreufusses zu vermeiden. Da dank der Additiven Fertigung immer feinere Strukturen herstellbar sind, kann der Rotorstreufuss bei intelligenter Konstruktion der Streustege bzw. der Polschuh-Joch-Verbindung im Vergleich zu konventionell gefertigten Rotoraktivteilen signifikant verringert werden, sodass Magnetmaterial eingespart und die Leistungsdichte der Maschine letztlich erhöht werden kann.

## 6 Gestaltung, Konstruktion und Herstellung eines additiv gefertigten Rotordemonstrators

In diesem Kapitel werden die einzelnen gestalterischen Besonderheiten vorgestellt, die der additiv gefertigte Rotordemonstrator gegenüber herkömmlich gefertigten und gestalteten PM-Rotoren aufweist. Der Rotordemonstrator, der sich aus dem Rotoraktivteil, den Übergangsbereichen zwischen dem Aktivteil und den Lagern, den Bereichen der Lagerung und den Wellenenden zusammensetzt, wurde so gestaltet, dass eine Reihe von zusätzlichen Funktionen integriert werden konnten. Zudem konnte durch die Anwendung von Leichtbaumaßnahmen die gravimetrische Leistungsdichte weiter erhöht werden. Die Ergebnisse sind teilweise in [26] und [82] veröffentlicht.

Als Referenzmaschine wurde in Anlehnung an die in Kapitel 5 durchgeführten Untersuchungen ein vierpoliger Servomotor mit den in Tab. 6.1 dargestellten Bemessungsdaten ausgewählt. Die

**Tabelle 6.1:** Bemessungsdaten der zur Untersuchung verwendeten Referenzmaschine bzw. des metalladditiv gefertigten Rotordemonstrators

Bemessungsleistung $P_N$	1,5 kW
Bemessungsdrehmoment $M_N$	9,5 N m
Bemessungsdrehzahl $n_N$	1500 min <sup>-1</sup>
Bohrungsdurchmesser $D_{\text{bohr}}$	80 mm
Aktivteillänge $l$	80 mm
Bemessungsspannung $U_N$	400 V
Bemessungsstrom $I_N$	2,6 A

Maschine ist mit einer dreisträngigen, im Stern geschalteten Zweischichtwicklung mit  $q = 3$  und  $W/\tau_p = 0,89$  versehen. Der Rotor besitzt zwei balkenförmig vergrabene Magnete pro Pol und im Fall der Referenzmaschine teilkonzentrische Pole.

Wie in Abschnitt 5.2 erwähnt, kann durch die Ausführung einer geschlossenen Rotoroberfläche in Verbindung mit geschrägten Streustegen die Gesamtzahl der Polschuh-Joch-Verbindungen

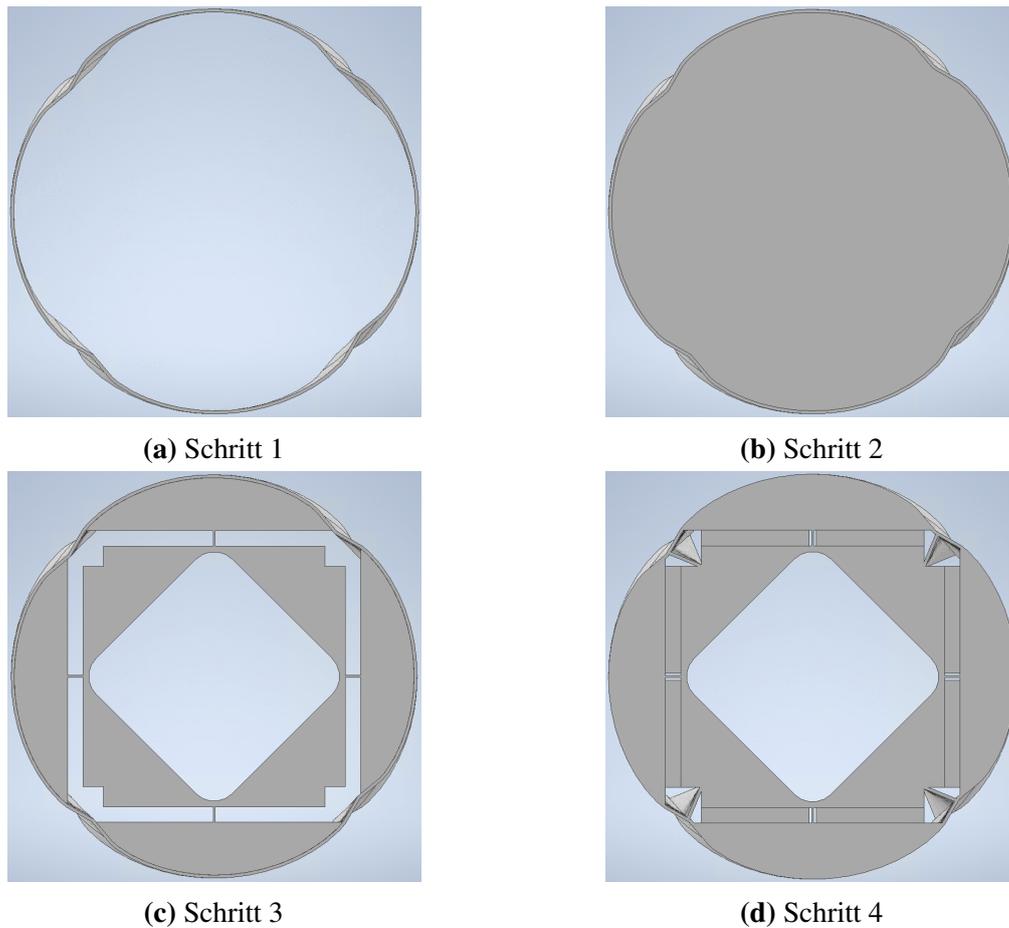
reduziert werden, weshalb diese Kombination beim additiv gefertigten Rotordemonstrator umgesetzt ist. Da die Streustege bzw. die Polschuh-Joch-Verbindungen, welche sich zwischen zwei Magneten desselben Pols befinden, in jedem Fall axial gerade bzw. parallelförmig zu den Magneten ausgeführt werden, müssen lediglich die Streustege bzw. die Polschuh-Joch-Verbindungen in der Pollücke geschrägt werden. Da die Konstruktion eines solchen Rotors, bei dem das Joch, die Magnetaschen und die zwischen den Magneten befindlichen Streustege axial gerade, und die Polschuhen sowie die im Bereich der Pollücke befindlichen Streustege tordiert ausgeführt werden, nicht trivial ist, wurde in Zusammenarbeit mit dem KAt eine vorteilhafte Konstruktionsmethodik erarbeitet, die wie folgt zusammengefasst werden kann (s. Abb. 6.1):

1. **Konstruktion der tordierten Rotoroberfläche:** Zunächst wird die Polkontur des ungeschrägten Polschuhs konstruiert, um die Länge  $d$  nach innen abgesetzt und dann entlang der Drehachse um den Schrägungswinkel  $\gamma_s$  tordiert. Die Stärke der Hülle  $d$  entspricht der späteren Breite der Polschuh-Polschuh-Verbindungen.
2. **Konstruktion des tordierten inneren Körpers:** Analog zur Rotoroberfläche wird der restliche innere Körper konstruiert, sodass ein Vollmodell des geschrägten Rotoraktivteils entsteht.
3. **Wegschneiden der axial geraden Regionen:** In diesem Schritt werden die Aussparungen für die Hohlwelle, für die Magnete und für die Pollücken konstruiert.
4. **Konstruktion der tordierten Streustege:** Im letzten Schritt erfolgt die Konstruktion der tordierten Streustege, welche somit unabhängig vom Schrägungswinkel der Polschuhe um einem beliebigen Winkel tordiert werden können. Sollen Festigkeitsanalysen durchgeführt werden, können in diesem Schritt zudem die Magnete konstruiert werden.

Die CAD-Modelle des Referenzrotors und des additiv gefertigten Rotordemonstrators sowie die zugehörigen Schnittansichten sind in Abb. 6.2 gezeigt. Im Vergleich zu herkömmlich gestalteten PM-Rotoren weist der Rotordemonstrator eine Reihe von gestalterischen Besonderheiten auf, die in den folgenden Abschnitten diskutiert werden.

## 6.1 Gestaltung der Rotorpolschuhe

Das Rotoraktivteil ist im Fall des Rotordemonstrators gemäß den Untersuchungen in Kapitel 5 um eine Nutteilung geschrägt, wobei die Magnete rechteckförmig und somit axial gerade sind. In Abb. 6.3 ist die Schrägung im Vergleich der Polkanten zur (blau gestrichelten) Drehachse zu erkennen. Weiterhin sind im Fall des Rotordemonstrators im Gegensatz zur Referenzmaschine Sinusfeldpole implementiert.



**Abbildung 6.1:** Konstruktion des geschrägten, additiv gefertigten Rotordemonstrators  
**(a)** Konstruktion der tordierten Rotoroberfläche mit der Wandstärke  $d$   
**(b)** Konstruktion des tordierten inneren Körpers  
**(c)** Wegschneiden axial gerader Bereiche und der Pollücken  
**(d)** Konstruktion der tordierten Streustege und der Magnete

Die Aufweitung des Luftspalts kann in Abhängigkeit von der Rotorumfangskoordinate  $\gamma'_2$  allgemein mit

$$\delta(\gamma'_2) = R_{\text{bohr}} - R_{\text{SP}}(\gamma'_2) \quad (6.1)$$

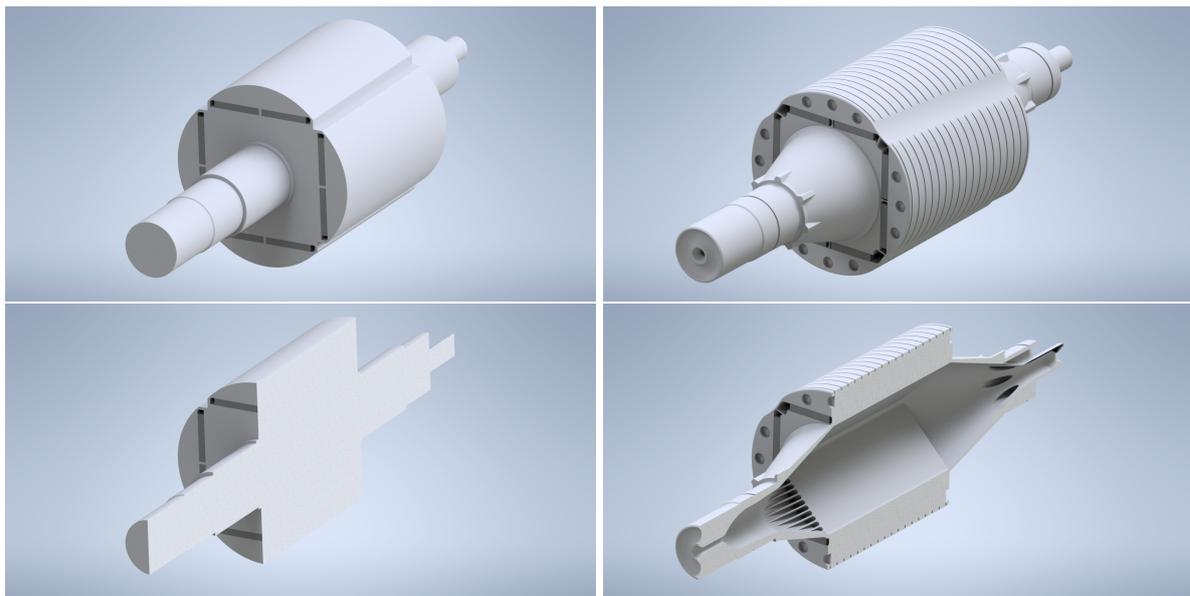
beschrieben werden, wobei im Fall einer sinusförmigen Polkontur auf Basis von [141]

$$R_{\text{SP}}(\gamma'_2) = \sqrt[p]{\frac{k_{\text{SP}}}{\cos(p\gamma'_2)^\beta} + \sqrt{R_{\text{bohr}}^{2p} + \frac{k_{\text{SP}}^2}{\cos^2(p\gamma'_2)^\beta}}} \quad (6.2)$$

und

$$k_{\text{SP}} = \frac{(R_{\text{bohr}} - \delta_{\text{min}})^{2p} - R_{\text{bohr}}^{2p}}{2(R_{\text{bohr}} - \delta_{\text{min}})^p} \quad (6.3)$$

gilt. Darin ist  $\beta$  der Sinusfeldpolkoeffizient, der die Krümmung der Polkontur beschreibt und



(a) konventioneller PM-Rotor

(b) Rotordemonstrator

**Abbildung 6.2:** CAD-Modell und zugehörige Schnittansicht

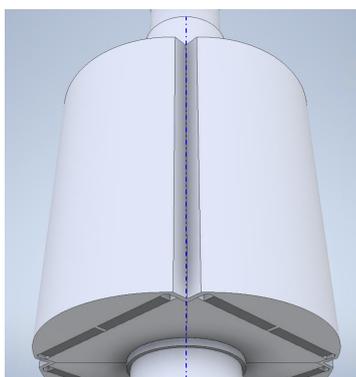
(a) eines konventionellen PM-Rotors

(b) des additiv gefertigten Rotordemonstrators [Bild: KAt]

entscheidend für die Funktion ist. Wie in Abb. 6.4 dargestellt, würde  $\beta = 0$  die Kontur eines Rechteckfeldpols und  $\beta = 1$  eine ideale Sinusfeldpolkontur mit

$$\delta\left(\frac{\gamma}{2}\right) = \frac{\delta_{\min}}{|\cos(p\frac{\gamma}{2})|} \quad (6.4)$$

ergeben. Die Wahl von  $\beta > 1$  führt auf eine dementsprechend stärker gekrümmte Polkontur. In Abb. 6.4 ist weiterhin zu erkennen, dass eine teilkonzentrische Kreiskontur keine cosinusför-



(a) konventioneller PM-Rotor

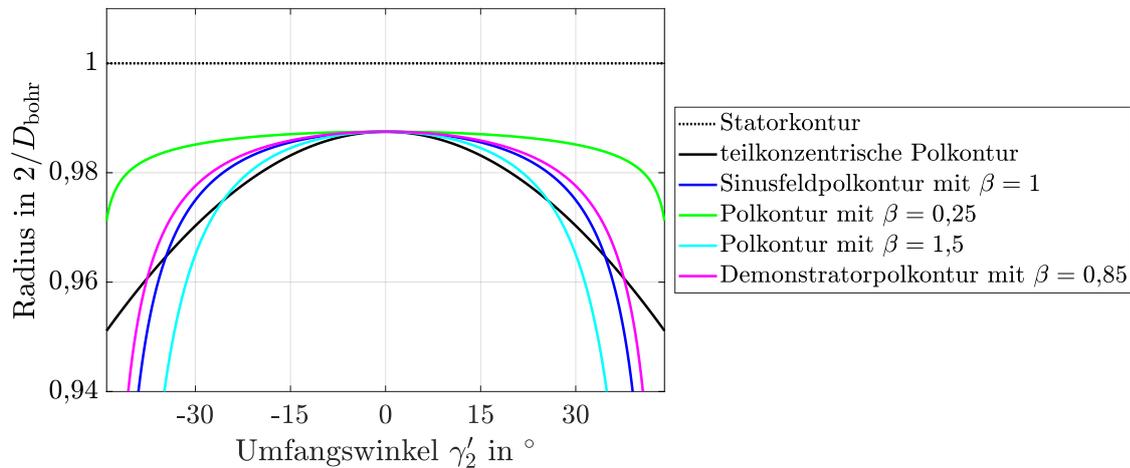


(b) Rotordemonstrator

**Abbildung 6.3:** Teilansicht des CAD-Modells mit Blick auf die Polfläche

(a) eines ungeschrägten PM-Rotors

(b) des kontinuierlich geschrägten Rotordemonstrators [Bild: KAt]

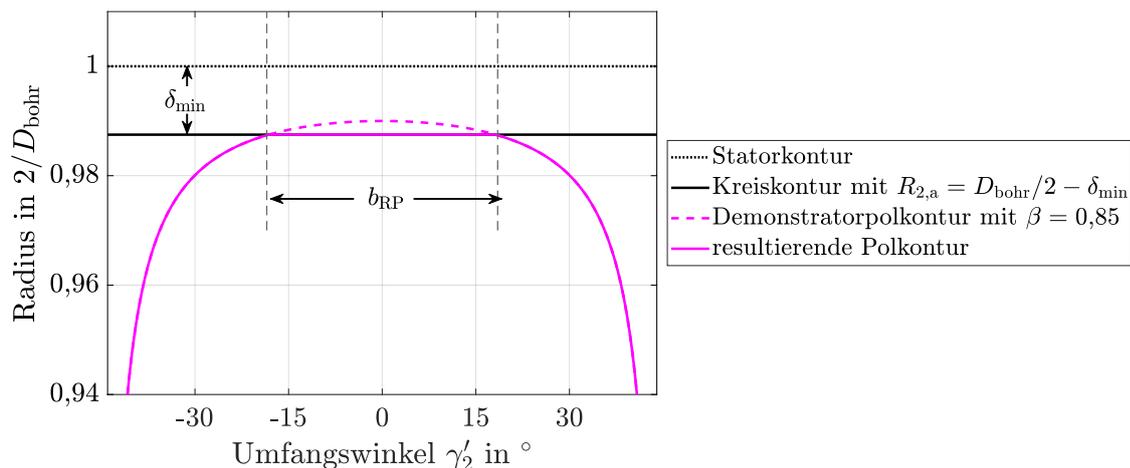


**Abbildung 6.4:** Schematische Darstellung unterschiedlicher Polkonturen eines vierpoligen Rotors in Abhängigkeit vom Sinusfeldpolkoeffizienten  $\beta$

mige Aufweitung des Luftspalts bewirkt. Im vorliegenden Fall des Rotordemonstrators wurde  $\beta = 0,85$  gewählt, um die Vergrabungstiefe der Magnete nicht unnötig zu erhöhen. Weiterhin ist zu berücksichtigen, dass es aufgrund von fertigungsbedingten Formabweichungen notwendig sein kann, das Rotoraktivteil auf einen maximalen Rotorausendurchmesser von

$$D_{2,a} = D_{\text{bohr}} - 2 \cdot \delta_{\text{min}} \tag{6.5}$$

zu drehen bzw. zu schleifen. Wie in Abb. 6.5 gezeigt, würde der Sinusfeldpol dann, je nach Aufmaß, im Bereich der Polmitte über eine Breite von  $b_{\text{RP}}$  abgeschliffen. Der Polschuh würde im Bereich  $-b_{\text{RP}}/2 < \gamma_2 < +b_{\text{RP}}/2$  eine Rechteckfeldpolkontur aufweisen. Für die Luftspaltweite



**Abbildung 6.5:** Schematische Darstellung der Polkontur nach einem Abdrehen bzw. Abschleifen des Rotoraktivteils; die kleinste Luftspaltweite  $\delta_{\text{min}}$  beschreibt den Abstand zwischen der Statorkontur und der Kreiskontur

gilt im Fall eines in der Polmitte abgeschliffenen Rotoraktivteils

$$\delta(\gamma'_2) = \begin{cases} \delta_{\min} & \text{für } -b_{\text{RP}}/2 < \gamma'_2 < +b_{\text{RP}}/2 \\ \delta(\gamma'_2) & \text{gem. (6.1) für } \gamma'_2 < -b_{\text{RP}}/2 \text{ und } \gamma'_2 > +b_{\text{RP}}/2 \end{cases} \quad (6.6)$$

(vgl. [142]). Durch die kontinuierliche Torsion des Polschuhs wird auch der rechteckpolförmige Teil der Polkontur relativ zur geometrischen d-Achse verschoben, was wiederum die Schrägungswirkung beeinflusst. Da ein Rechteckfeldpol im Vergleich zum Sinusfeldpol bei sonst gleichen geometrischen Verhältnissen zu höheren Rastmomenten führt, wird empfohlen, den Abschleiß möglichst gering zu halten und so ein möglichst geringes  $b_{\text{RP}}$  zu erreichen.

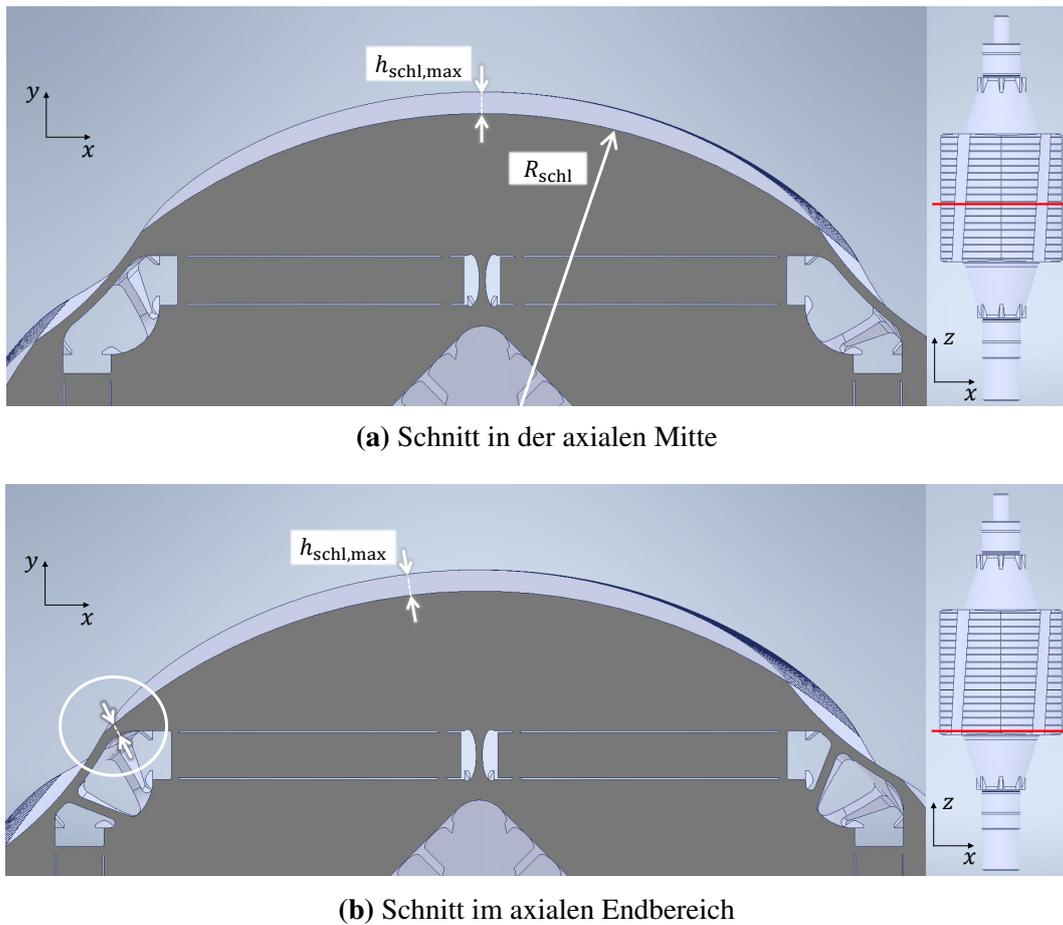
## 6.2 Gestaltung der Schlitzung an der Rotoroberfläche

Aufbauend auf den in Kapitel 3 gewonnenen Erkenntnissen wurden zur Verringerung von Wirbelstromeffekten zusätzliche Schlitze in Umfangsrichtung auf der Rotoroberfläche des Aktivteils implementiert (s. Abb. 6.2 (b)). Schlitze in Umfangsrichtung stellen bei stehender Fertigung des Rotors, bei der die Drehachse des Rotors in Baurichtung zeigt, horizontale Spalte mit rechtwinkligen Überhängen dar, welche in dieser Form besonders anfällig für Materialanhaftungen und Eigenspannungen sind. Insofern wird die maximale Schlitztiefe in erster Linie durch den maximal fertigmöglichen selbsttragenden Überhang des gewählten additiven Fertigungsverfahrens begrenzt. Übersteigt die benötigte Schlitztiefe den maximal fertigmöglichen selbsttragenden Überhang, sind Stützstrukturen oder eine tragende Fase nötig. Auch begrenzt die Geometrie des geschrägten Polschuhs die maximale Schlitztiefe. In Abb. 6.6 sind dazu zwei Schnittansichten in der  $x$ - $y$ -Ebene des Aktivteils gezeigt, wobei die Schnittebene im Fall von Abb. 6.6 (a) in einen Schlitz nahe der axialen Mitte und im Fall von von Abb. 6.6 (b) in einen Schlitz im axialen Endbereich gelegt wurde. Es ist zu erkennen, dass durch eine Schlitzung in Umfangsrichtung die Breite der äußeren Streustege insbesondere im axialen Endbereich verringert wird (siehe Markierung in Abb. 6.6 (b)). Um dem entgegenzuwirken, bietet es sich an, die Schlitze nicht äquidistant zur Polkontur, sondern rotationssymmetrisch zur Drehachse zu konstruieren. Der Radius des Schlitzgrunds

$$R_{\text{schl}} = D_{\text{bohr}}/2 - \delta_{\min} - h_{\text{schl,max}} \quad (6.7)$$

ist dann über die gesamte Aktivteillänge konstant. Die Schlitztiefe  $h_{\text{schl}}(\gamma'_2, z)$  erhält somit eine Abhängigkeit sowohl von der Rotorumfangskoordinate als auch von der Axialkoordinate. Dies ist jedoch vertretbar, da der Großteil der Wirbelstromeffekte ohnehin im Bereich des engsten Luftspalts auftritt, wo sich bei Umsetzung der vorgeschlagenen Konstruktion auch stets die benötigte Schlitztiefe  $h_{\text{schl,max}}$  realisieren lässt.

Die axiale Ausdehnung der Schlitze  $b_{\text{schl,ax}}$  sollte so gering wie möglich gewählt werden, um einer unerwünschten Erhöhung der über dem Polschuh abfallenden magnetischen Spannung entgegenzuwirken. Die untere Grenze dessen ist in diesem Fall ebenfalls fertigungstechnisch begrenzt durch das minimal realisierbare Spaltmaß eines horizontal gefertigten Spalts. Für



**Abbildung 6.6:** Schnittansicht des Rotordemonstrators [Bild: KAt]  
 (a) nahe der axialen Mitte des Aktivteils und  
 (b) im axialen Endbereich

kleine Spaltmaße ist zu erwarten, dass angeschmolzene Pulverpartikel im Spalt verbleiben, die bei zu klein gewählter Schlitzbreite den Schlitz elektrisch überbrücken können, sodass der Effekt der Schlitzung verringert wird. Die Schlitzbreite hat zusammen mit der gewählten Anzahl der Schlitze wiederum Einfluss auf den Carter-Faktor. Im vorliegenden Fall erfüllen eine Schlitzbreite von  $b_{\text{schl,ax}} = 0,6 \text{ mm}$  und eine maximale Schlitztiefe von  $h_{\text{schl,max}} = 1,5 \text{ mm}$  die aufgeführten Randbedingungen bestmöglich. Mit der Wahl von  $z'_{\text{tang}} = 2,25 \text{ cm}^{-1}$  Schlitzen gemäß Gleichung (3.37) kann der Carter-Faktor nach [108] bzw. [115] näherungsweise mit

$$k_c = \left[ 1 - \frac{1}{\frac{l_{2,fe}}{z'_{\text{tang}} b_{\text{schl,ax}}} \left( \frac{5\delta_{\text{min}}}{b_{\text{schl,ax}}} + 1 \right)} \right]^{-1} \quad (6.8)$$

bestimmt werden. Für den vorliegenden Fall ergibt sich  $k_c = 1,022$  und somit eine vernachlässigbare Vergrößerung der magnetisch wirksamen Luftspaltweite.

## **6.3 Gestaltung der Streustege und der geschlossenen Rotoroberfläche**

### **6.3.1 Vorüberlegungen**

Für die Gestaltung der Streustege stellt sowohl aus magnetischer Sicht als auch aus mechanischer Sicht der tragende Querschnitt aller Polschuh-Joch-Verbindungen eine entscheidende Dimensionierungsgröße dar. In Kapitel 5 wurden dazu in erster Linie Rotoren mit ausgeprägten Pollücken betrachtet, bei denen jeder Polschuh über eine bestimmte Anzahl von Streustegen mit dem Joch verbunden wurde. Es kann sich jedoch als vorteilhaft erweisen, die Rotoroberfläche geschlossen auszuführen und anstelle von Polschuh-Joch-Verbindungen jeweils benachbarte Polschuhe miteinander zu verbinden. Abstrahiert werden kann dies auch auf das in Abschnitt 2.3.2 aufgeführte Leichtbauprinzip, Drehmomente möglichst über geschlossene Rohrprofile zu übertragen [26].

Die Ausführungsform einer geschlossenen Rotoroberfläche führt dazu, dass bei Rotation anstelle von radial gerichteter Belastung vermehrt Belastung in Umfangsrichtung auftritt. Im Sonderfall eines kreisrunden, rotierenden Zylinders ohne Polschuh-Joch-Verbindungen würden sogar ausschließlich Umfangskräfte auftreten. Eine geschlossene Rotoroberfläche nimmt also einen Teil der Zentrifugalkräfte auf, sodass aus mechanischer Sicht die tragende Querschnittsfläche der Polschuh-Joch-Verbindungen verringert werden kann, was wiederum den über diese Streupfade abfließenden magnetischen Fluss verringert. Aus magnetischer Sicht ist zu bewerten, ob das Einbringen von Polschuh-Polschuh-Verbindungen, welche ihrerseits zusätzliche Streuflüsse bewirken, sich vorteilhaft auf den resultierenden Rotorstreufluss auswirkt. Da sowohl die Polschuh-Joch-Verbindungen als auch mögliche Polschuh-Polschuh-Verbindungen in der Regel hoch gesättigt sind, wird lediglich ein geringer Einfluss auf die  $q$ -Induktivität erwartet. Gesetzt den Fall, dass der Rotorstreufluss nicht negativ beeinflusst wird, kann die Ausführung einer geschlossenen Rotoroberfläche anstelle ausgeprägter Pollücken also empfohlen werden.

Unabhängig davon sollten alle Streuwege aus magnetischer Sicht stets mit kleinstmöglichen Querschnitten ausgeführt werden. Der minimal realisierbare Querschnitt ist beim konventionellen Stanzen oder beim Lasern von Einzelblechen oft fertigungstechnisch begrenzt, sodass die Metalladditive Fertigung mit ihren eigenen, neuen Fertigungsgrenzen diesbezüglich Verbesserungspotential bietet.

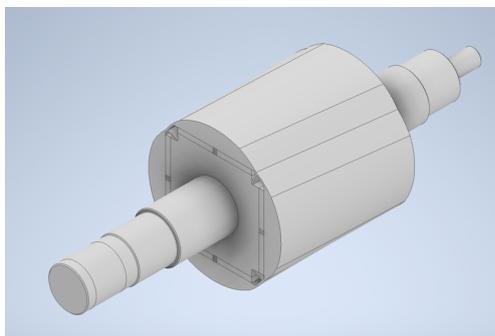
### **6.3.2 Mechanische Dimensionierung**

Wie zuvor dargelegt, erlaubt die Additive Fertigung eine Neubewertung bestehender Konstruktionsrichtlinien. In Rotoren elektrischer Maschinen stellen insbesondere die Streustege bzw. die Polschuh-Joch- und die Polschuh-Polschuh-Verbindungen mechanisch kritische Bereiche

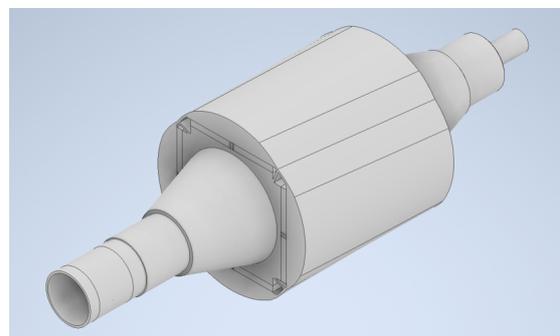
dar. Diese werden im Folgenden mithilfe von mechanischen 3D-FE-Simulationen untersucht, um daraus praktische Hinweise zur Konstruktion additiv gefertigter Rotoren für Servomotoren abzuleiten.

### 6.3.2.1 Randbedingungen und Methodik

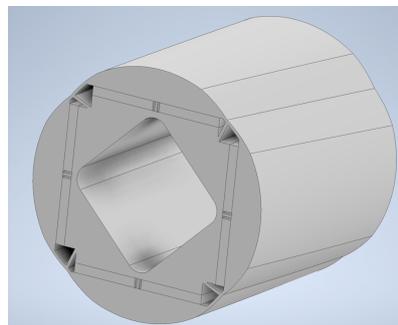
Um die mechanische Spannungsverteilung und die Verformung im Betrieb zu simulieren, wurden mit *ANSYS Mechanical* (Version 2019 R3) dreidimensionale statisch-mechanische FE-Analysen durchgeführt. Insgesamt wurden die drei in Abb. 6.7 gezeigten Modelle untersucht. Modell **I** stellt ein Modell eines geschrägten Rotors mit kreisrunder Welle und Modell **II** ein Modell des additiv gefertigten Rotordemonstrators dar. Zur Reduktion der Rechenzeit wurde für die mechanischen Simulationen auf die Modellierung von mechanisch irrelevanten Details, wie z.B. auf die Schlitzung beim Rotordemonstrator, verzichtet. Zu erkennen ist der konusförmige Übergangsbereich zwischen dem Aktivteil und den Lagern. Die Welle ist hohl ausgeführt, sodass der konusförmige Übergang einem Hohlkegel entspricht. Modell **III** stellt lediglich das Aktivteil des Rotordemonstrators dar. Gut zu erkennen ist in Abb. 6.7 (c) die rautenförmige Aussparung nahe der Drehachse, welche, wie später noch gezeigt wird, axial in den konusförmigen Bereich zwischen dem Aktivteil und den Lagersitzen übergeht.



(a) Referenzrotor, Modell **I**



(b) Rotordemonstrator, Modell **II**



(c) Aktivteil des Rotordemonstrators, Modell **III**

**Abbildung 6.7:** 3D-FE-Modelle zur statisch-mechanischen Analyse, im Folgenden als Modell **I**, Modell **II** und Modell **III** bezeichnet

**Tabelle 6.2:** Materialparameter für die mechanische 3D-FE-Analyse

	Aktivteil	Magnete	Welle (Referenzrotor)
Material	AF-FeSi2,9	NdFeB	Baustahl
Dichte	$7650 \text{ kg m}^{-3}$	$8300 \text{ kg m}^{-3}$	$7850 \text{ kg m}^{-3}$
E-Modul	$2 \cdot 10^5 \text{ MPa}$	$1,6 \cdot 10^5 \text{ MPa}$	$2 \cdot 10^5 \text{ MPa}$
Querkontraktionszahl	0,30	0,24	0,30
Zugfestigkeit	591 MPa	80 MPa	460 MPa
Streckgrenze	443 MPa	80 MPa	250 MPa

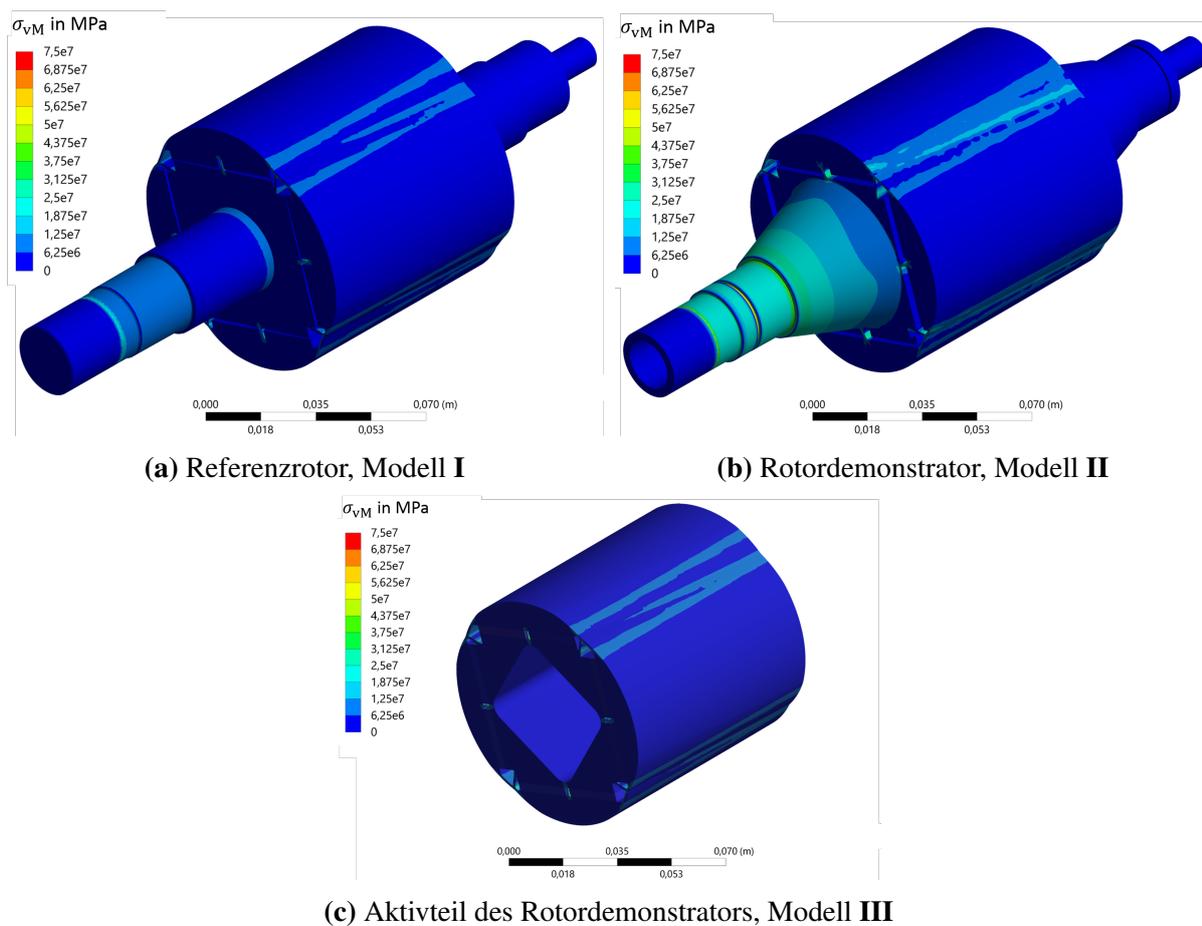
Die Materialparameter der zur Simulation verwendeten Materialien sind in Tab. 6.2 zusammengefasst. Für die Kontaktflächen zwischen den Magneten und dem Rotorjoch wurde ein reibungsbehafteter Kontakt (Reibungskoeffizient  $\mu = 0,1$ ) implementiert, um ein rotationsbedingtes Abheben der Magnete vom Rotorjoch zu berücksichtigen. Für alle weiteren Kontaktflächen wurde ein fester Verbund simuliert. Neben der Gewichtskraft des Rotors wurden im Fall von Modell I und Modell II jeweils ein Festlager auf der A-Seite und ein Loslager auf der B-Seite integriert.

Das FE-Mesh wurde insbesondere in den Bereichen verfeinert, in denen eine hohe mechanische Belastung oder ein signifikanter Belastungsgradient zu erwarten ist. Weiterhin wird angestrebt, ein möglichst gleichmäßiges Mesh aufzubauen, um Diskretisierungsfehler zu verringern.

Durch Implementierung einer Flächenkraft in Umfangsrichtung an der Rotoroberfläche und eines Spannsatzes am Wellenende kann das Drehmoment simuliert werden. Zusammen mit der Vorgabe einer Drehzahl kann somit jeder gewünschte Betriebspunkt simuliert werden.

### 6.3.2.2 Grundsätzliche Verteilung der mechanischen Spannung im Rotor

Um die Robustheit gegenüber unvorhergesehenen Drehzahl- und Drehmomentspitzen zu erhöhen, wurde der Rotordemonstrator für ein Maximaldrehmoment von  $M_{\max} = 2 \cdot M_N$  und für eine Maximaldrehzahl von  $n_{\max} = 3 \cdot n_N$  dimensioniert. Die sich in diesem Betriebspunkt einstellende resultierende *von-Mises*-Vergleichsspannung der drei Modelle ist in Abb. 6.8 gezeigt. Das Maximum der Vergleichsspannung beträgt im Fall von Modell I etwa  $\sigma_{vM,\max,REF} = 29,6 \text{ MPa}$  und im Fall von Modell II etwa  $\sigma_{vM,\max,AMFM} = 57,6 \text{ MPa}$  und befindet sich jeweils im Bereich des Wellenendes. Weiterhin zeigt sich, dass aufgrund der ausgeführten Hohlwelle im Fall des Rotordemonstrators die mechanische Belastung des Übergangsbereichs, des Lagerbereichs und des Wellenendes auf der A-Seite im Vergleich zum Referenzrotor höher ist (s. Tab. 6.3). Die B-Seite ist in beiden Fällen kaum belastet. Bei näherer Betrachtung der Streupfade fällt auf, dass die mittleren, in der d-Achse befindlichen Polschuh-Joch-Verbindungen stärker belastet



**Abbildung 6.8:** FE-berechnete Verteilung der Vergleichsspannungen der Modelle I, II und III für  $M = M_{\max}$  und  $n = n_{\max}$

werden als die äußeren Polschuh-Polschuh-Verbindungen. Die zusätzlichen Polschuh-Joch-Verbindungen in den Pollücken werden hingegen kaum mechanisch belastet. Wie erwartet, sind die mittleren Polschuh-Joch-Verbindungen in erster Linie einer radial gerichteten Spannung und die Polschuh-Polschuh-Verbindungen primär einer Spannung in Umfangsrichtung ausgesetzt.

In Tab. 6.3 ist weiterhin zu sehen, dass die in der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung auftretende Maximalspannung näherungsweise unabhängig von der Ausführungsform der Welle und der Übergangsbereiche zu sein scheint. Zur Reduktion der Rechenzeit ist es somit für die mechanische Dimensionierung von Streustegen ausreichend, lediglich das Rotoraktivteil zu simulieren. Die folgenden Untersuchungen wurden daher am Modell III durchgeführt.

### 6.3.2.3 Spannungsverteilung in den Streustegen

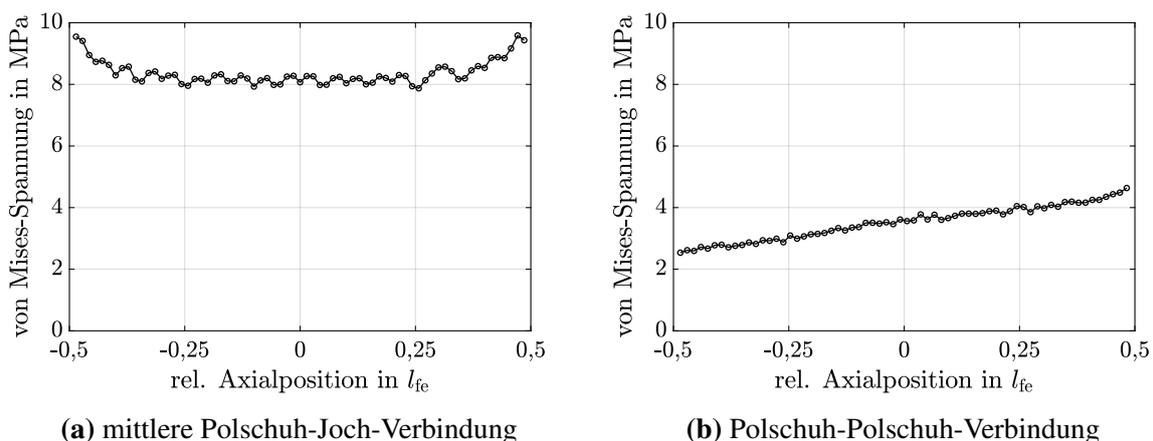
Das Verhältnis der Vergleichsspannung in der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung zur Vergleichsspannung in der Polschuh-Polschuh-Verbindung ist in erster Linie abhängig vom Ver-

**Tabelle 6.3:** Ergebnis der mechanischen 3D-FE-Analyse bei  $M = M_{\max}$  und  $n = n_{\max}$ 

	Modell I	Modell II	Modell III
Maximal auftretende Vergleichsspannung im gesamten Rotor	42,8 MPa	58,1 MPa	42,6 MPa
Maximale Vergleichsspannung in der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung	41,8 MPa	38,0 MPa	42,6 MPa
Mittlere Vergleichsspannung in der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung	14,7 MPa	13,8 MPa	15,3 MPa

hältnis der jeweiligen tragenden Querschnitte. Wird der tragende Querschnitt in der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung verringert, erhöht sich dementsprechend die mechanische Spannung in den Polschuh-Polschuh-Verbindungen. Im vorliegenden Fall entspricht die Breite der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung der Breite der Polschuh-Polschuh-Verbindung. Da das Spannungsmaximum des Rotoraktivteils dadurch in der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung auftritt, stellt diese die für die mechanische Dimensionierung kritische Komponente dar.

Aufgrund des geschrägten Polschuhs und der einseitigen Drehmomentabnahme ist weiterhin zu erwarten, dass die mechanische Spannung in axialer Richtung nicht konstant ist. Die Vergleichsspannung in Abhängigkeit von der Axialposition inmitten der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung sowie inmitten der Polschuh-Polschuh-Verbindung ist in Abb. 6.9 gezeigt. Die Simulation wurde bei  $n = n_{\max}$  und  $M = M_{\max}$  durchgeführt. Es zeigt sich, dass die mittlere Polschuh-Joch-Verbindung im axialen Endbereich einer um ca. 20 % höheren mechanischen Spannungen ausgesetzt ist als in der axialen Mitte. Die Polschuh-Polschuh-Verbindung hingegen erfährt durch die Schrägung an dem einen axialen Ende eine im Vergleich zur axialen



**Abbildung 6.9:** FE-berechnete Vergleichsspannung als Funktion der Axialposition  $\sigma_{VM}(z)$  für  $n = n_{\max}$  und  $M = M_{\max}$   
 (a) bei Auswertung inmitten der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung und  
 (b) bei Auswertung inmitten der Polschuh-Polschuh-Verbindung

Mitte um ca. 30 % verringerte und am anderen axialen Ende eine um ca. 30 % höhere Vergleichsspannung. Dies kann dadurch erklärt werden, dass durch die Torsion der Rotorpolschuhe auch die Anbindungspunkte der äußeren Polschuh-Joch-Verbindungen tordiert werden. Dies führt zusammen mit dem in Umfangsrichtung wirkenden Drehmoment zu einer axial einseitigen Entlastung. Weiterhin bestätigt Abb. 6.9, dass die Vergleichsspannung in der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung grundsätzlich höher ist als die Vergleichsspannung in der Polschuh-Polschuh-Verbindung.

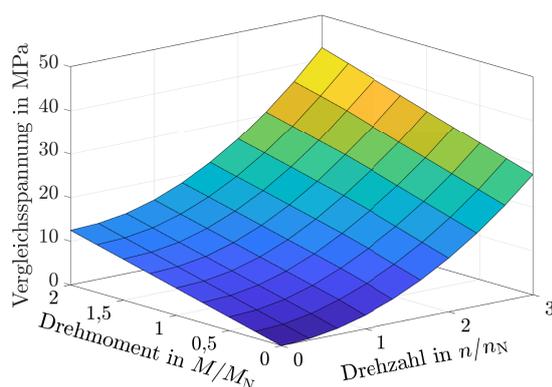
### 6.3.2.4 Untersuchung der Spannungskomponenten

In diesem Abschnitt wird die mechanische Spannungsverteilung in Abhängigkeit von der Drehzahl und vom Luftspaltdrehmoment untersucht. Abbildung 6.10 zeigt diesbezüglich zunächst die resultierende Vergleichsspannung. Dabei erfolgt die Auswertung zum einen ausschließlich in der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung und zum anderen im gesamten restlichen Rotoraktivteil (d.h. in den Polschuhen, im Joch, in den Polschuh-Polschuh-Verbindungen und in den Magneten). Es ist zu erkennen, dass die Vergleichsspannung mit steigender Drehzahl aufgrund von  $\sigma \sim F \sim n^2$  überproportional und mit steigendem Drehmoment aufgrund von  $\sigma \sim F \sim M$  näherungsweise linear steigt. In der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung beträgt die Vergleichsspannung bei  $n = n_{\max}$  und  $M = M_{\max}$  im Vergleich zum Anfahrpunkt ( $n = 0$  und  $M = M_{\max}$ )

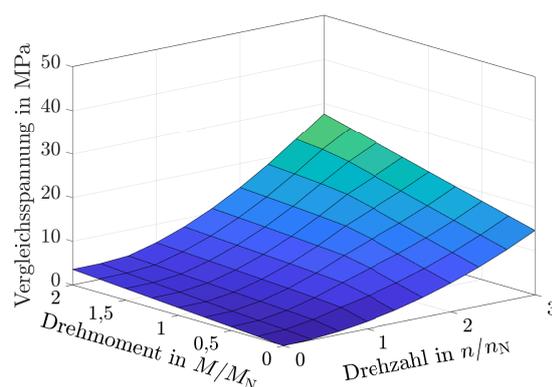
$$\sigma_{\text{VM,Akt}}(n_{\max}, M_{\max}) = 3,41 \cdot \sigma_{\text{VM,Akt}}(n = 0, M_{\max}) .$$

Im Betrieb mit Maximaldrehzahl  $n = n_{\max}$  gilt für die Vergleichsspannung lediglich

$$\sigma_{\text{VM}}(n_{\max}, M_{\max}) = 1,55 \cdot \sigma_{\text{VM}}(n_{\max}, M = 0) .$$



(a) mittlere Polschuh-Joch-Verbindung

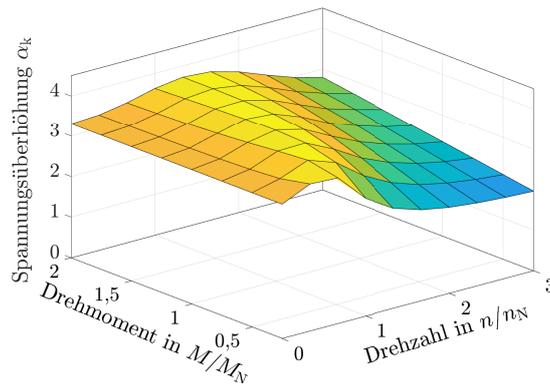


(b) restliches Rotoraktivteil

**Abbildung 6.10:** FE-berechnete Vergleichsspannung in Abhängigkeit von der Drehzahl und vom Drehmoment  $\sigma_{\text{VM}}(n, M)$

(a) bei Auswertung der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung

(b) bei Auswertung des restlichen Rotorkativteils



**Abbildung 6.11:** FE-berechnete Spannungserhöhung  $\alpha_k(n, M)$  in der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung als Funktion der Drehzahl und des Drehmoments

Im restlichen Rotoraktivteil ergibt sich bei Betrachtung der Betriebsgrenzen analog dazu

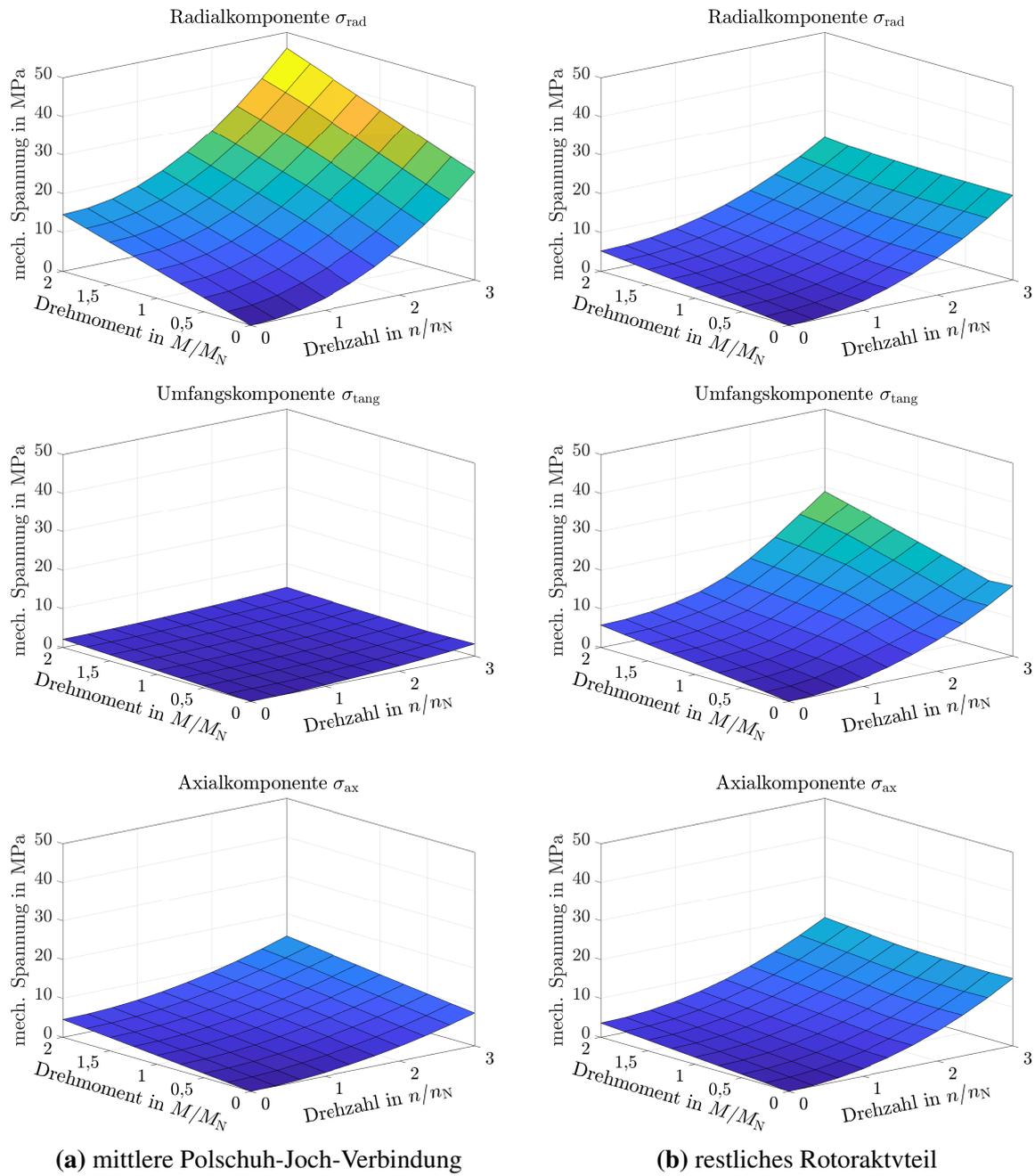
$$\begin{aligned}\sigma_{vM, \text{Akt}}(n_{\max}, M_{\max}) &= 7,77 \cdot \sigma_{vM, \text{Akt}}(n = 0, M_{\max}), \\ \sigma_{vM, \text{Akt}}(n_{\max}, M_{\max}) &= 1,88 \cdot \sigma_{vM, \text{Akt}}(n_{\max}, M = 0).\end{aligned}$$

Die Spannungsüberhöhung

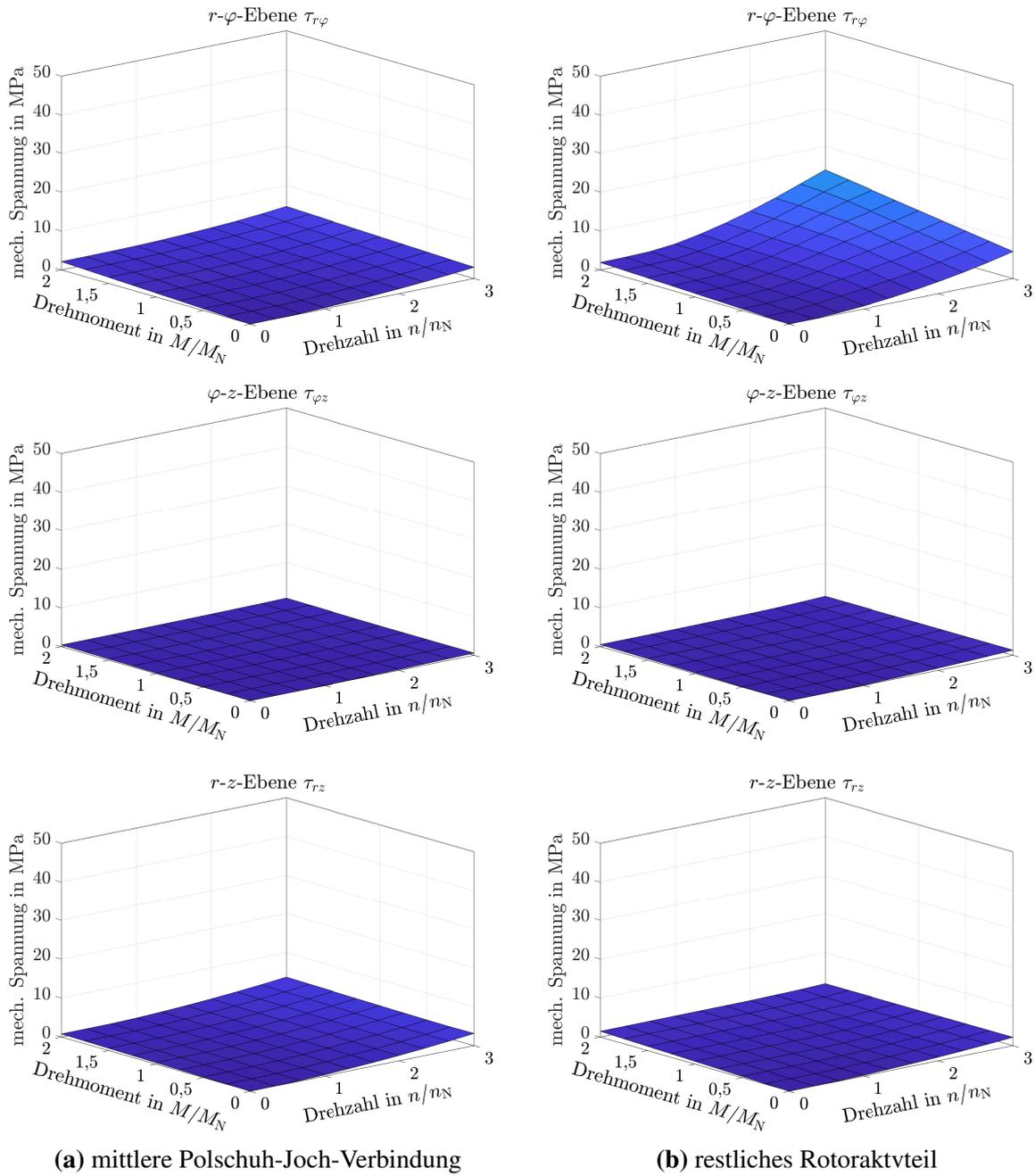
$$\alpha_k = \frac{\sigma_{vM, \max}}{\bar{\sigma}_{vM}} \quad (6.9)$$

wird definiert als das Verhältnis der maximal auftretenden Spannung zur mittleren Spannung. Die Spannungsüberhöhung der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung ist in Abb. 6.11 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Spannungsüberhöhung im Bereich  $1,8 < \alpha_k < 4,2$  liegt. Inwiefern die Spannungsüberhöhung von den Innenradien der Polschuh-Joch-Verbindungen abhängt, wird im folgenden Abschnitt erläutert.

Zur detaillierteren Evaluation des Spannungszustands erfolgt die Untersuchung der einzelnen zur resultierenden Vergleichsspannung  $\sigma_{vM}$  nach Gleichung (2.5) beitragenden Spannungskomponenten. Die Normalspannungskomponenten in radialer, tangentialer und axialer Richtung ( $\sigma_{\text{rad}}$ ,  $\sigma_{\text{tang}}$  und  $\sigma_{\text{ax}}$ ) sind in Abb. 6.12 und die Schubspannungskomponenten in den drei Bezugsebenen ( $\tau_{r\phi}$ ,  $\tau_{\phi z}$  und  $\tau_{rz}$ ) sind in Abb. 6.13 gezeigt. Die Auswertung erfolgt jeweils in der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung und im restlichen Rotoraktivteil. Es ist zu erkennen, dass die Normalkomponente der Radialspannung in der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung gegenüber allen anderen Spannungskomponenten dominiert. Die Annahme, die Normalkomponente der Radialspannung als dimensionierungskritisch anzunehmen, kann somit bestätigt werden. Im restlichen Aktivteil und hier insbesondere im Bereich der Polschuh-Polschuh-Verbindungen übersteigt die Umfangskomponente der mechanischen Spannung bei hohen Drehzahlen und hohen Drehmomenten die anderen beiden Spannungskomponenten. Die Axialkomponente der mechanischen Spannung ist in der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung und im restlichen Aktivteil in ähnlicher Größenordnung zu beobachten. Sie weist im Vergleich zu den anderen Spannungskomponenten die geringste Drehmomentabhängigkeit auf.



**Abbildung 6.12:** FE-berechnete maximal auftretende **Normalspannungskomponenten**  $\sigma_{\text{rad}}$ ,  $\sigma_{\text{tang}}$  und  $\sigma_{\text{ax}}$  als Funktion der Drehzahl und des Drehmoments  
**(a)** bei Auswertung der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung  
**(b)** bei Auswertung des restlichen Rotoraktivteils



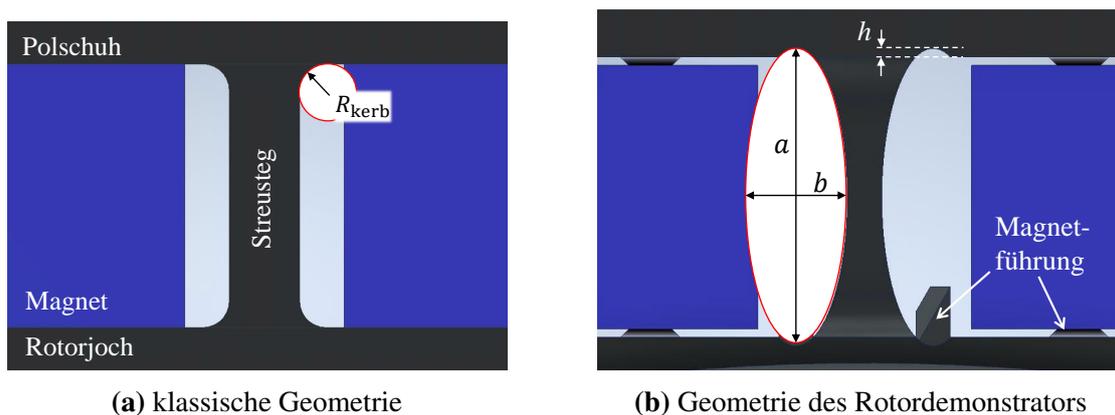
**Abbildung 6.13:** FE-berechnete maximal auftretende mechanischen **Schubspannungskomponenten**  $\tau_{r\varphi}$ ,  $\tau_{\varphi z}$  und  $\tau_{rz}$  als Funktion der Drehzahl und des Drehmoments  
**(a)** bei Auswertung der mittleren Polshuh-Joch-Verbindung  
**(b)** bei Auswertung des restlichen Rotorkaktivteils

### 6.3.2.5 Untersuchungen zur Wahl des Kerbradius in PM-Rotoren

Spannungsspitzen treten insbesondere im Bereich von Kerben auf. Im vorliegenden Fall betrifft dies insbesondere die Übergänge von den Streustegen auf das Rotorjoch bzw. von den Streustegen auf die Rotorpolschuhe. Da der Kerbradius signifikanten Einfluss auf die maximal auftretende mechanische Spannung hat, wird im Folgenden die Abhängigkeit der mechanischen Spannung von ebendiesem Radius untersucht. Es sei schon einmal vorweg genommen, dass ein kreisförmiger Übergang mit festem Radius  $R_{\text{kerb}}$  nicht die optimale Kerbform darstellt. Die Kerbform, die am ehesten den Verlauf der Kraftlinien nachbildet und somit die geringsten Spannungsüberhöhungen erwarten lässt, wird durch einen elliptischen Übergang beschrieben [50, 143].

In Abb. 6.14 (a) sind die zur Untersuchung verwendete klassische Streusteggeometrie und in Abb. 6.14 (b) die im Rotordemonstrator letztlich umgesetzte Geometrie zu sehen. Es ist zu erkennen, dass im Fall des Rotordemonstrators die Höhe der Ellipse  $a$  größer ist als die Höhe der Magnettasche. Die dadurch entstehenden zusätzlichen Aussparungen der Höhe  $h$  haben ebenfalls eine vorteilhafte Wirkung auf die resultierende Kerbspannung und reduzieren den Einfluss möglicher Gestaltabweichungen im additiven Fertigungsprozess.

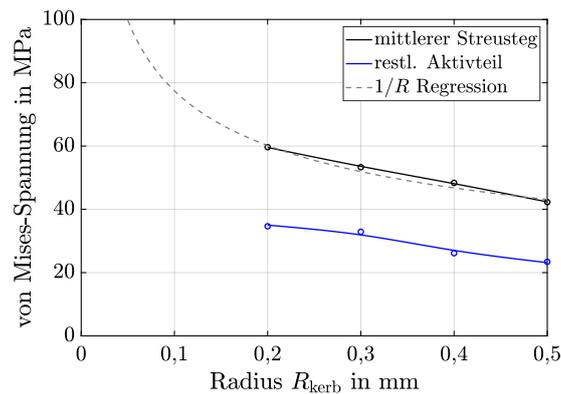
Zunächst wurden zur besseren Vergleichbarkeit alle Übergänge entsprechend Abb. 6.14 (a) mit dem gleichen  $R_{\text{kerb}}$  und der gleichen Streustegbreite  $b_{\text{STS}} = 1 \text{ mm}$  modelliert. Die maximal auftretende Vergleichsspannung ist in Abb. 6.15 in Abhängigkeit von  $R_{\text{kerb}}$  dargestellt. Dabei sind die Polschuhe, das Rotorjoch, die äußeren Polschuh-Joch-Verbindungen und die Polschuh-Polschuh-Verbindungen abermals als restliches Aktivteil zusammengefasst und im Vergleich zur mittleren Polschuh-Joch-Verbindung dargestellt. Die untere Grenze von  $R_{\text{kerb}}$  wird bestimmt durch das Fertigungsverfahren. Im Kontext der Additiven Fertigung ist diesbezüglich in erster Linie die räumliche Auflösung des Lasers und der Spurbabstand den minimal fertigmöglichen



**Abbildung 6.14:** Geometrie der mittleren Polschuh-Joch-Verbindung; gezeigt ist der Querschnitt in der  $r$ - $\varphi$ -Ebene

(a) klassische Geometrie mit kreisförmigen Übergängen

(b) final umgesetzte Geometrie des Rotordemonstrators mit elliptischen Übergängen [Bild: KAt]



**Abbildung 6.15:** FE-berechnete mechanische Spannung als Funktion des Innenradius an den Übergängen der Streustege zum Rotorjoch bzw. zu den Polschuhen  $\sigma_{vM}(R_{\text{kerb}})$ ; simuliert wurde der Betriebspunkt  $n = n_{\text{max}}$  und  $M = M_{\text{max}}$

Kerbradius, welcher nach [27] etwa im Bereich von 0,3 mm liegt, ausschlaggebend.

Nach Abb. 6.15 könnte man bei der Betrachtung der Ergebnisse auf einen linearen Zusammenhang zwischen der Vergleichsspannung und dem Kerbradius schließen, was allerdings aufgrund von  $\sigma \sim A^{-1}$  nicht zu erwarten ist. Da die Untersuchung von  $R_{\text{kerb}} < 0,2$  mm mit dem zur Verfügung stehenden Modell nicht möglich war, ist in Abb. 6.15 für diesen Bereich lediglich eine extrapolierte Kurve zu sehen.

Eine analytische Beschreibung der Kerbwirkung ist in bestimmten Grenzen durch die sog. Kerbformzahl möglich, die als das Verhältnis der maximal auftretenden Spannung zur Bezugsspannung des Querschnitts ohne Kerbe definiert wird [50]. Wird als Bezugsspannung die mittlere Spannung  $\bar{\sigma}_{vM}$  in dem bestimmten Gebiet gewählt, entspricht die Kerbformzahl der Spannungsüberhöhung aus Gleichung (6.9). Die Kerbformzahl selbst wird bestimmt über die zugrunde liegende Geometrie und die Belastungsart. Für den vorliegenden Fall wird die Berechnung der Kerbformzahl  $\alpha_k$  selbst bei rein radialer Zugbelastung sehr komplex und soll hier deshalb nicht weiter ausgeführt werden. Mit grober Näherung lässt sich allerdings  $\sigma_{vM,\text{max}} \sim \alpha_k \sim 1/R_{\text{kerb}}$  annehmen, sodass für die Regressionsfunktion ebendieser Zusammenhang gewählt wurde [144, 145].

In jedem Fall zeigt sich, dass die Vergleichsspannungen für den technisch relevanten Bereich von  $R_{\text{kerb}} > 0,3$  mm weit unterhalb der Streckgrenze der additiv verarbeiteten Eisen-Silizium- und Eisen-Kobalt-Legierungen liegen, sodass die Kerbwirkung für diese Fälle zu keiner kritischen Spannungsüberhöhung führt. Es ist jedoch zu beachten, dass vorgegebene Soll-Kerbradien im Bereich einzelner Zehntelmillimeter aufgrund der Auflösung der 3D-Drucker und der endlichen Spurbreite der Laser von der vorgegebenen Kontur abweichen können, was gegebenenfalls weitere lokale Spannungsüberhöhungen zur Folge hat.

### 6.3.2.6 Zusammenfassung und mechanische Grobdimensionierung

In den vorherigen Abschnitten wurden die grundsätzliche Verteilung der mechanischen Spannung in kontinuierlich geschrägten PM-Rotoren mit einseitiger Drehmomentabnahme aufgezeigt und die Abhängigkeit der Spannung von der Drehzahl und vom Luftspaltdrehmoment diskutiert. Es ergab sich, dass die Innenkanten der Polschuh-Joch-Verbindungen und der Polschuh-Polschuh-Verbindungen aufgrund der Kerbwirkung die mechanisch am Stärksten belasteten Bereiche darstellen, welche jedoch, sofern sie mit einem Kerbradius  $R_{\text{kerb}} > 0,3 \text{ mm}$  ausgeführt werden, keine kritischen Spannungsüberhöhungen aufweisen. Entscheidend für die jeweilige Verteilung der mechanischen Spannung ist das Verhältnis der tragenden Querschnitte. Im vorliegenden Fall stellt der mittlere Streusteg die aus mechanischer Sicht kritische Komponente dar. Die Verteilung der mechanischen Spannung und die Betrachtung der einzelnen Spannungskomponenten zeigt, dass zur „optimierten“ mechanischen Dimensionierung aufwändige dreidimensionale FE-Berechnungen nötig sind. Ein verbreiteter Ansatz stellt deshalb die mechanische Grobdimensionierung mithilfe von Abschätzungsfaktoren und Sicherheitsbeiwerten dar, die – unter Nutzung der zuvor erarbeiteten Erkenntnisse – im Folgenden kurz vorgestellt wird (vgl. [50, 82]).

Im einfachsten Fall können die Magnete und die Polschuhe als Punktmassen  $m_{\text{PM}}$  bzw.  $m_{\text{PS}}$  angesehen werden, die auf dem jeweiligen Radius  $R_{\text{PM}}$  bzw.  $R_{\text{PS}}$  ihres Schwerpunkts mit der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  rotieren. Mit der Zentrifugalkraft

$$F_{\text{zf}} = m \cdot R \cdot \Omega^2 \quad (6.10)$$

kann der minimale tragende Querschnitt mit

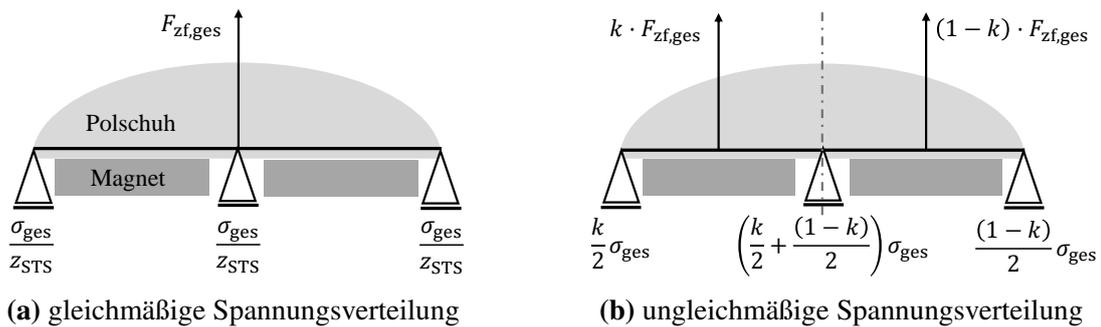
$$A_{\text{min}} = \frac{F_{\text{zf,PS}} + z_{\text{PM}} \cdot F_{\text{zf,PM}}}{z_{\text{STS}} \cdot \sigma_{\text{max}}} \quad (6.11)$$

berechnet werden. Dabei beschreibt  $\sigma_{\text{max}}$  die maximal erlaubte Spannung,  $z_{\text{PM}}$  die Anzahl der Magnete pro Pol und  $z_{\text{STS}}$  die Anzahl der Streustege pro Pol. Mit Gleichung (6.10) kann auch der überproportionale Zusammenhang zwischen der Drehzahl und der Vergleichsspannung begründet werden. Die Kerbwirkung kann in Gleichung (6.11) nun mithilfe von  $\alpha_{\text{k}}$  berücksichtigt werden. Eine mögliche dynamische Belastung wäre mithilfe der Abschätzungsfaktoren aus den Gleichungen (2.6) bis (2.9) abbildbar. Alle weiteren Unsicherheiten, wie z.B. Diskretisierungsfehler bei der FE-Simulation, unzureichende Materialparameter oder Materialfehler, können durch den zusätzlichen Sicherheitsbeiwert  $k_{\text{sb}} \geq 1$  berücksichtigt werden. Auch eine bewusste Überdimensionierung zur Berücksichtigung unvorhergesehener Drehzahl- oder Drehmomentspitzen ist somit leicht möglich. Der Sicherheitsbeiwert  $k_{\text{sb}}$  spiegelt somit die Qualität der Vorausberechnungen und der zur Verfügung stehenden Material- und Betriebsparameter wider und sollte umso größer gewählt werden, je größer die Unsicherheit ist. Da die Zugfestigkeit in der Regel bekannt ist, bietet es sich an, die maximal erlaubte Spannung in Relation zur Zugfestigkeit mit

$$\sigma_{\text{max}} = \frac{k_{\text{dyn}}}{\alpha_{\text{k}} \cdot k_{\text{sb}}} \cdot R_{\text{m}} \quad (6.12)$$

zu bestimmen. Beim Betrieb an der materialspezifischen Belastungsgrenze entspräche die maximal erlaubte Spannung  $\sigma_{\max}$  der Zugfestigkeit  $R_m$ . Der Formfaktor  $\alpha_k$  und der Faktor  $k_{\text{dyn}}$  werden, wie oben dargestellt, experimentell, numerisch oder auf Basis von Erfahrungswerten bestimmt.

Bislang ist davon ausgegangen worden, dass die resultierende Fliehkraft  $F_{\text{zf,ges}}$  eine gleichmäßige Spannungsbelastung  $\sigma_{\text{ges}}/z_{\text{STS}}$  aller Streustege bewirkt. Dies ist in Abb. 6.16 (a) schematisch dargestellt. Dabei ist es für die Grobdimensionierung auch nicht entscheidend, ob die Fliehkraf-



**Abbildung 6.16:** Prinzipdarstellung der Aufteilung der mechanischen Spannung bei  $z_M = 2$  Magneten pro Pol und  $z_{\text{STS}} = 3$  Streustege pro Pol und reiner Fliehkraftbelastung  
 (a) bei gleichmäßiger Spannungsverteilung  
 (b) bei ungleichmäßiger Spannungsverteilung

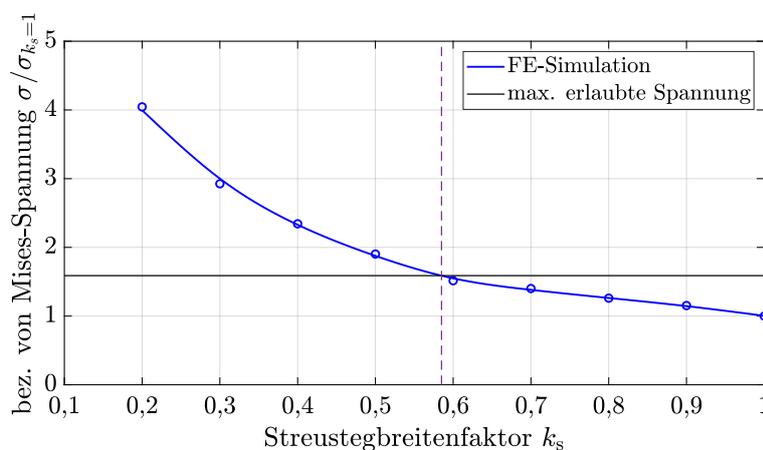
te ausschließlich von Polschuh-Joch-Verbindungen in Form von (vorwiegend) Radialkräften oder von Polschuh-Polschuh-Verbindungen in Form von (vorwiegend) Umfangskräften aufgenommen werden, da diese in beiden Fällen Normalspannungen darstellen. Angenommen, der Anteil  $k \cdot F_{\text{zf,ges}}$  (mit  $0 \leq k \leq 1$ ) würde nun auf der einen Seite des Polschuhs angreifen und der Anteil  $(1 - k) \cdot F_{\text{zf,ges}}$  auf der anderen, ergäbe sich eine ungleichmäßige Belastung der Streustege (s. Abb. 6.16 (b)). Für  $z_{\text{STS}} = 3$  würde der mittlere Streusteg trotzdem unabhängig von  $k$  stets mit  $\sigma_{\text{ges}}/2$  belastet. Für die äußeren Streustege würde die Belastung  $k \cdot \sigma_{\text{ges}}/2$  bzw.  $(1 - k) \cdot \sigma_{\text{ges}}/2$  betragen.

Eine beispielhafte Gegenüberstellung zweier Grobdimensionierungen ist Tab. 6.4 zu entnehmen. Dabei wurde eine schwellende Belastung mit dem dynamischen Abschätzungsfaktor nach Gleichung (2.7) angenommen. Der Kerbformfaktor wurde gemäß Abb. 6.11 zu  $\alpha_k(n_{\max}) = 3,7$  gewählt. Die linke Spalte von Tab. 6.4 zeigt dabei die Dimensionierung für den vorliegenden Fall und die rechte Spalte eine Dimensionierung für ein (theoretisches) Design, bei dem keine Spannungsüberhöhungen ( $\alpha_k = 1$ ) auftreten und keine Unsicherheiten in der Vorausberechnung mehr vorhanden sind ( $k_{\text{sb}} = 1$ ). Zudem wurde angenommen, dass die Streustege aus additiv gefertigten Gitterstrukturen aufgebaut werden, deren Zugfestigkeit in Anlehnung an [30] zu  $R_{m,\text{gitter}} = 0,364 \cdot R_{m,\text{voll}}$  bestimmt wurde. Obwohl Streustegbreiten von weniger als 0,1 mm mit additiven Fertigungsverfahren bis dato kaum fertigbar sind, zeigt Tab. 6.4, dass für einen sicheren Betrieb auch ein verringerter tragender Querschnitt ausreichend sein kann.

**Tabelle 6.4:** Beispielhafte Gegenüberstellung von zwei mechanischen Grobdimensionierungen für die Streustegbreite

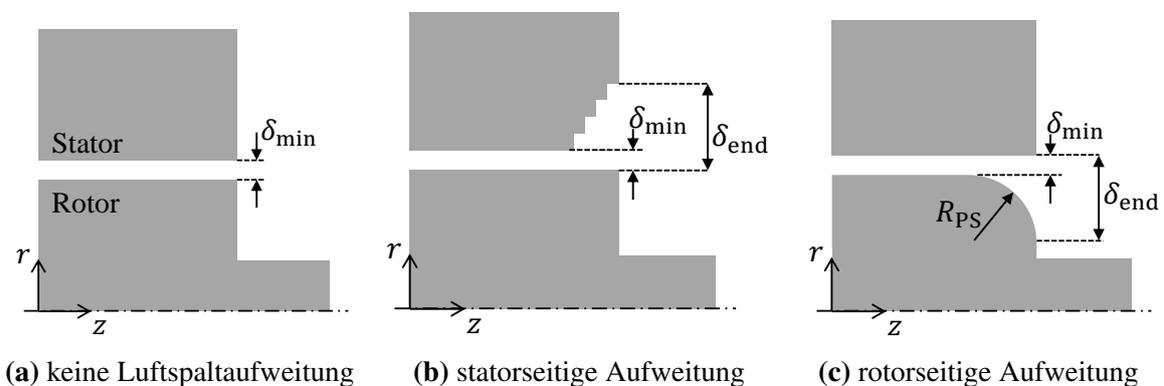
	Streustege aus massivem Material	Streustege aus Leichtbau-Gitterstruktur
Material	FeSi2,9	FeSi2,9
Zugfestigkeit $R_m$	590 MPa	215 MPa
Schwellfestigkeitsfaktor $k_{dyn}$	0,60...0,70	0,60...0,70
Kerbformfaktor $\alpha_k$	3,7	1
Sicherheitsbeiwert $k_{sb}$	2...5	1
max. erlaubte Spannung $\sigma_{max}$	19,1...55,8 MPa	129,0...150,5 MPa
Streustegbreite $b_{STS,min}$	0,16...0,41 mm	0,06...0,07 mm

Abbildung 6.17 veranschaulicht dies noch einmal, wobei für die Berechnung der maximal erlaubten Spannung  $k_{dyn} = 0,7$ ,  $k_{sb} = 2$  und  $\alpha_k = 3,7$  angenommen wurde und die FE-Simulationen abermals mit den in Abschnitt 6.3.2.1 dargelegten Randbedingungen durchgeführt wurden. Es ist zu erkennen, dass die maximal erlaubte Spannung erst bei einem Streustegbreitenfaktor von etwa  $k_s = 0,59$  erreicht wird (gestrichelte Linie). Dies bedeutet, dass der Streusteg für den vorliegenden Fall um 41 % verkleinert werden könnte, ohne dass die maximal erlaubte Spannung überschritten würde. Im Fall des Rotordemonstrators wurde letztlich die in Abb. 6.14 (b) gezeigte Streusteggeometrie umgesetzt. Für die Streustegbreite und die Breite der äußeren Streustege an der schmalsten Stelle wurde  $b_{STS} = 0,45$  mm angesetzt, was im vorliegenden Fall ungefähr  $k_s \approx 0,5$  entspricht.

**Abbildung 6.17:** FE-berechnete maximale Vergleichsspannung im Streusteg bei Verringerung der tragenden Querschnittsfläche; für den Wert der maximal erlaubten Spannung wurde  $k_{dyn} = 0,7$ ,  $k_{sb} = 2$  und  $\alpha_k = 3,7$  angenommen

## 6.4 Gestaltung der axialen Endbereiche

In Abb. 6.2 (b) sind auf der Stirnseite des Aktivteils kreisrunde Aussparungen zu sehen. Da aufgrund der Härte von FeSi2,9 und des bereits hohen Leichtbaugrads des Rotordemonstrators mögliche Wuchtbohrungen vermieden werden sollten, war es nötig, Aussparungen in der Stirnseite der Polschuhe vorzusehen, die später mit Wuchtpaste gefüllt werden könnten. Um die Aussparungen nicht im Aktivteilbereich anzusetzen, wurde das Aktivteil axial um jeweils 1 mm verlängert. Ein im Vergleich zum Statoraktivteil verlängertes Rotoraktivteil kann wiederum dazu führen, dass der Anteil des axial in den Stator eintretenden magnetischen Flusses erhöht wird, der wiederum im Betrieb zu zusätzlichen Ummagnetisierungsverlusten führt. Aus diesem Grund sollte der axial aus dem Luftspalt ausquellende Anteil des Luftspaltfelds möglichst gering sein. Basierend auf den Erkenntnissen aus [146] wird dies in erster Linie bei großen elektrischen Maschinen über eine Aufweitung des Luftspalts dadurch umgesetzt, dass die Statorbleche im axialen Endbereich mit stufenweise vergrößertem Bohrungsdurchmesser ausgeführt werden. Auf das gleiche Ergebnis, nämlich einen vergrößerten Luftspalt im axialen Endbereich  $\delta_{\text{end}} > \delta_0$ , kommt man, wenn anstatt des vergrößerten Bohrungsdurchmessers ein verkleinerter Rotorausenddurchmesser ausgeführt wird (s. Abb. 6.18). Diese Maßnahme kann mithilfe der



**Abbildung 6.18:** Schematische Darstellung eines Längsschnitts im axialen Endbereich einer elektrischen Maschine; Wicklung und Erregung sind nicht dargestellt;  
 (a) ohne Aufweitung des Luftspalts im axialen Endbereich  
 (b) mit stufenweiser, statorseitiger Aufweitung des Luftspalts  
 (c) mit kontinuierlicher, rotorseitiger Aufweitung des Luftspalts

Additiven Fertigung rotorseitig leicht umgesetzt werden, indem die Kanten bereits während der Dimensionierung abgerundet oder mit einer Fase versehen werden. Eine quantitative Analyse des axial ausquellenden Luftspaltflusses folgt in Abschnitt 8.1 und soll zunächst nicht weiter ausgeführt werden. Da das Rotoraktivteil insgesamt 2 mm länger ist als das Statoraktivteil, wurden die Polkanten im axialen Endbereich mit dem Radius  $R_{\text{PS}} = 1$  mm verrundet.

## 6.5 Gestaltung der Hohlwelle und der Übergangsbereiche zwischen dem Aktivteil und den Lagern

Das Rotorjoch hat aus elektromagnetischer Sicht die Funktion, den magnetischen Fluss zwischen zwei benachbarten Polen zu leiten, wobei der magnetische Spannungsabfall im Joch so gering wie möglich sein sollte. Aus mechanischer Sicht wird Material im Bereich zwischen den Magneten und der Drehachse für die Kraftleitung zwischen der Rotoroberfläche und der (einseitigen oder beidseitigen) Drehmomentabnahme vorgesehen. Da es grundsätzlich vorteilhaft ist, Drehmoment über geschlossene, kreisrunde Geometrien (Rohrprofile) mit großem Radius zu übertragen, wird der Bereich nahe der Drehachse zunehmend irrelevant für die Drehmomentübertragung. Somit ist der Bereich nahe der Drehachse nun weder aus mechanischer noch aus magnetischer Sicht relevant, und es wird empfohlen, diesen Bereich entweder mit Leichtbau-Gitterstrukturen zu versehen oder als Hohlraum auszuführen. Alternativ könnte der Bereich z.B. auch dazu genutzt werden, eine Rotorkühlung zu integrieren.

Zwischen dem Aktivteil und den Lagern, im sog. Übergangsbereich, fällt dann die Notwendigkeit magnetischer Funktionen weg, sodass dieser Bereich ausschließlich auf die Drehmomentübertragung dimensioniert werden kann. Da auch hier ein geschlossenes Rohrprofil das Optimum darstellt, wird der Übergangsbereich in Form eines Hohlkegelstumpfs ausgeführt. Der maximale Radius ergibt sich aus dem Querschnitt des Rotors. Wie in Abb. 6.19 zu sehen, sollte der Kegelstumpf direkt unterhalb der Magnete ansetzen, um einen möglichst großen Radius zu erreichen. Im Fall balkenförmig vergrabener Magnete hat das Rotorjoch aus axialer Sicht die Form eines  $n$ -Ecks mit  $n = 2p$ . Je größer  $p$  ist, desto mehr nähert sich diese Form bereits der gewünschten kreisförmigen Grundfläche des Kegelstumpfs an. Der Radius des Kegelstumpfs wird dann linear bis auf den benötigten Radius des Lagers verringert.

Die Wanddicke im Übergangsbereich ergibt sich aus dem zu übertragenden Drehmoment. Zur Dimensionierung wird abermals die Belastung im Betriebspunkt mit  $n_{\max} = 3 \cdot n_N$  und  $M_{\max} = 2 \cdot M_N$  zurate gezogen, um auch mögliche Drehzahl- und Drehmomentspitzen im Betrieb durchfahren zu können. Die Vergleichsspannung ist für den A-Lager-seitigen Bereich in Abb. 6.19 (a) und für den B-Lager-seitigen Bereich in Abb. 6.19 (b) dargestellt. Bei einer Wandstärke von  $d_{\text{kegel}} = 0,6 \text{ mm}$  wird auf der A-Seite eine maximale Spannung von etwa 30 MPa erreicht. Die B-Seite ist weitaus weniger belastet, sodass in diesem Bereich sogar noch geringere Wandstärken möglich wären.

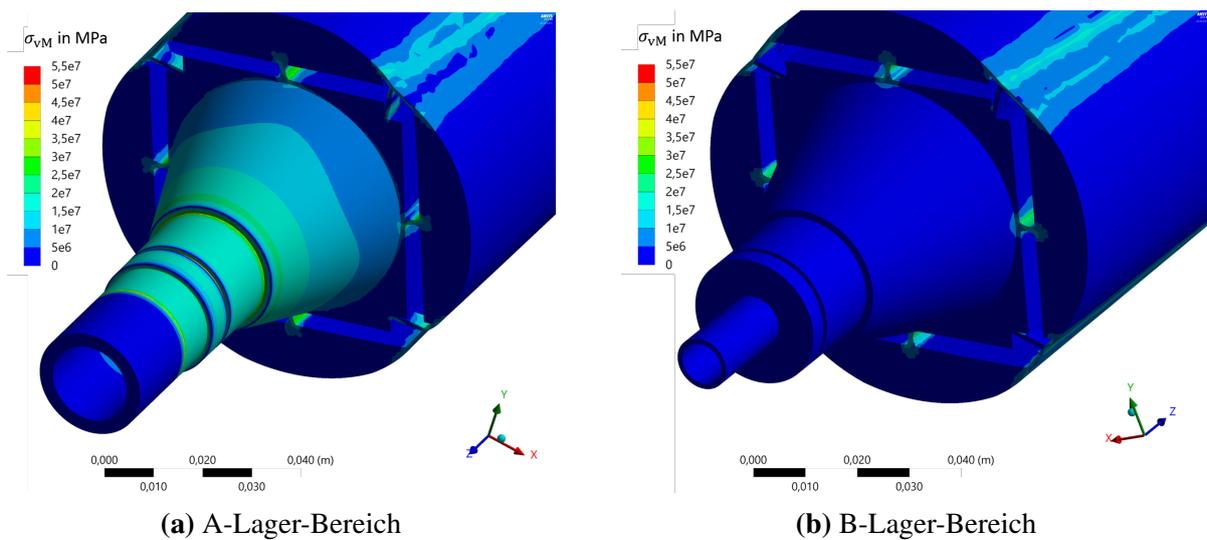
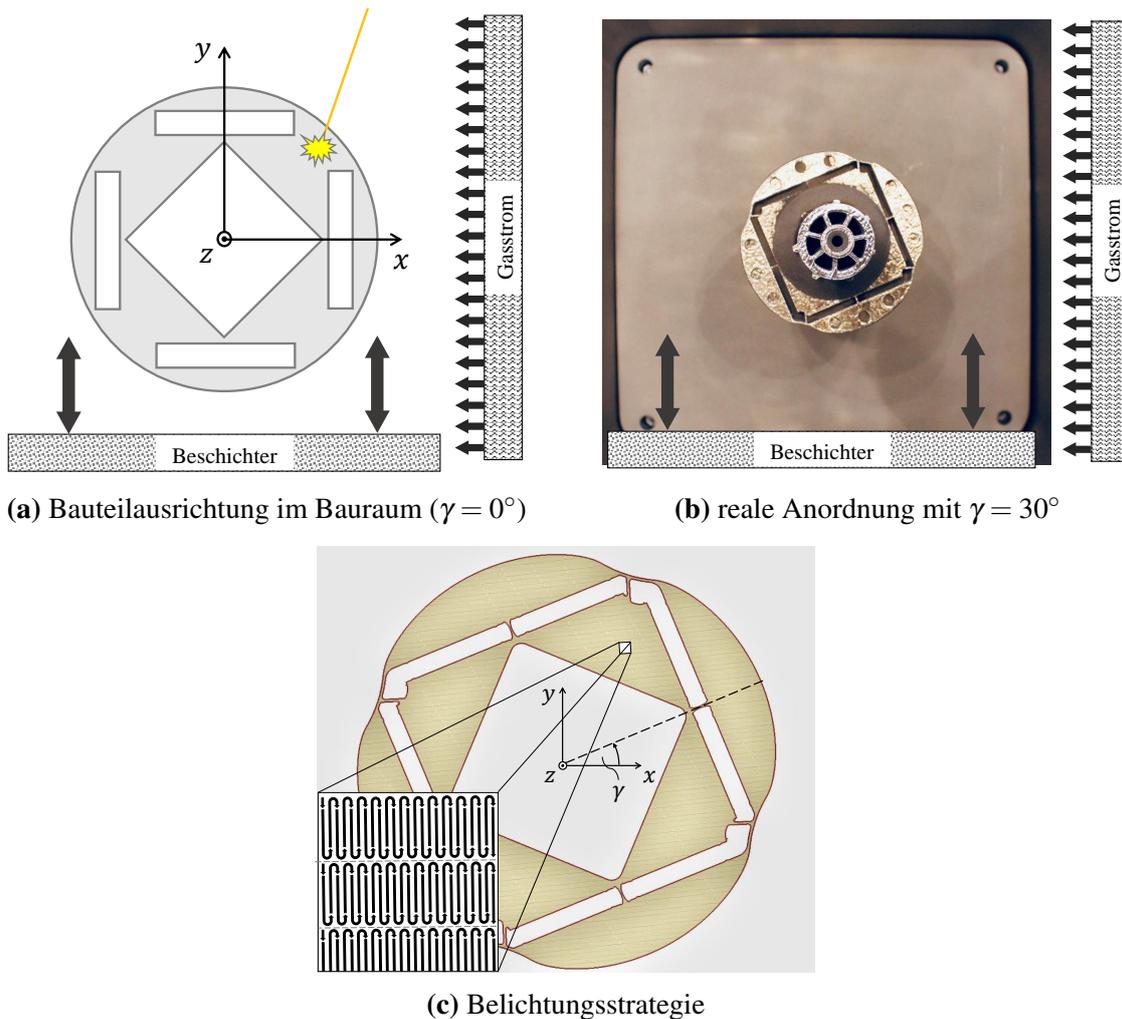


Abbildung 6.19: FE-berechnete Vergleichsspannung im Übergangsbereich für  $n = n_{\max}$  und  $M = M_{\max}$ ; (a) auf der A-Seite und (b) auf der B-Seite

## 6.6 Herstellprozess

Die Orientierung des Bauteils im Bauraum bestimmt maßgeblich die spätere Bauteilqualität und die Maßhaltigkeit (vgl. z.B. [147]). Für rotationssymmetrische Bauteile mit kritischen Toleranzen in radialer Richtung bietet es sich an, diese so zu drucken, dass die Rotationsachse in Baurichtung (entlang der z-Achse) orientiert ist. Dies wird mit den geringeren fertigungsbedingten Maßabweichungen in x- und in y-Richtung im Vergleich zur z-Richtung begründet, wie z.B. in [147, 148] gezeigt. Weiterhin beeinflusst die Wahl der Orientierung entscheidend die Entwärmungsstrategie des Bauteils während der Fertigung. Grundsätzlich sind hohe Temperaturgradienten im Bauteil während der Fertigung zu vermeiden, da diese zu hohen Eigenspannungen und zu Rissen führen können [149]. Einige 3D-Drucker weisen zusätzlich zur beheizten Bauplattform noch eine Bauraumheizung auf, mit der der gesamte Bauraum gleichmäßig aufgewärmt werden kann. Eine Fertigung in einem Bauraum, der bis knapp unterhalb der Schmelztemperatur beheizt würde, könnte thermisch bedingte Eigenspannungen weiter reduzieren. Auch ein Spannungsarmglühen des Bauteils direkt nach der Fertigung im Pulverbett wäre möglich, um eingeschlossene Eigenspannungen abzubauen.

Im verwendeten Modell (*SLM 280 HL 2.0*) konnte lediglich die Bauplattform beheizt werden, weshalb es sich grundsätzlich anbietet, große Volumina möglichst nah an der Bauplattform zu platzieren. Im vorliegenden Fall würde dies bedeuten, den Rotordemonstrator auf der B-Seite stehend zu drucken, da der Abstand zum Wellenende kleiner ist als auf der A-Seite. Auf der B-Seite ist der Durchmesser des Wellenendes allerdings deutlich kleiner im Vergleich zur A-Seite. Da zu erwarten ist, dass dies den Wärmetransport behindert, wurde der Rotordemonstrator auf der A-Seite stehend gefertigt. Davon abgesehen ist die Wahl der Orientierung aus Sicht der Mechanik nicht entscheidend, da das Aktivteil ohnehin mit Stützstrukturen unterbaut wird, um Verformungen, insbesondere der Überhänge, zu vermeiden [26].



**Abbildung 6.20:** (a) Schematische Darstellung der Bauteilorientierung in der  $x$ - $y$ -Ebene mit dem Winkel zur  $x$ -Achse  $\gamma = 0^\circ$ ;  
 (b) reale Anordnung mit  $\gamma = 30^\circ$  [Bild: KAt];  
 (c) gewählte Belichtungsstrategie; die dunklen Streifen zeigen die Überlappung der einzelnen Streifen [Bild: LWK]

Die Wirkungsweise des Beschichters hat ebenfalls Einfluss auf die resultierende Bauteilqualität [150]. Dabei stellt sich zunächst die Frage, in welchem Winkel  $\gamma$  zur  $x$ -Achse, die gemäß Abb. 6.20 (a) senkrecht zur Bewegungsrichtung des Beschichters definiert wird, das Bauteil auf der Bauplattform platziert wird. Angenommen, der Rotor würde in der in Abb. 6.20 (a) dargestellten Ausrichtung mit  $\gamma = 0^\circ$  gedruckt, würde der Beschichter, welcher sich ausschließlich entlang der  $y$ -Achse bewegt, beim Ablegen der neuen Pulverschicht auf Begrenzungsflächen der Magnettaschen treffen, welche exakt senkrecht zur Bewegungsrichtung des Beschichters orientiert wären. Dies würde dazu führen, dass schlagartig über einen breiten Bereich hinweg Pulver an einem Materialübergang von nicht aufgeschmolzenem Pulver zu aufgeschmolzenem Material abgelegt wird, was unerwünschte Materialanhäufungen mit sich bringen kann. Ebenfalls ist es nicht ratsam, Begrenzungsflächen exakt parallel zur Bewegungsrichtung des Beschichters zu orientieren, um unnötigen Verschleiß der Beschichterlippe zu vermeiden. Im Fall eines

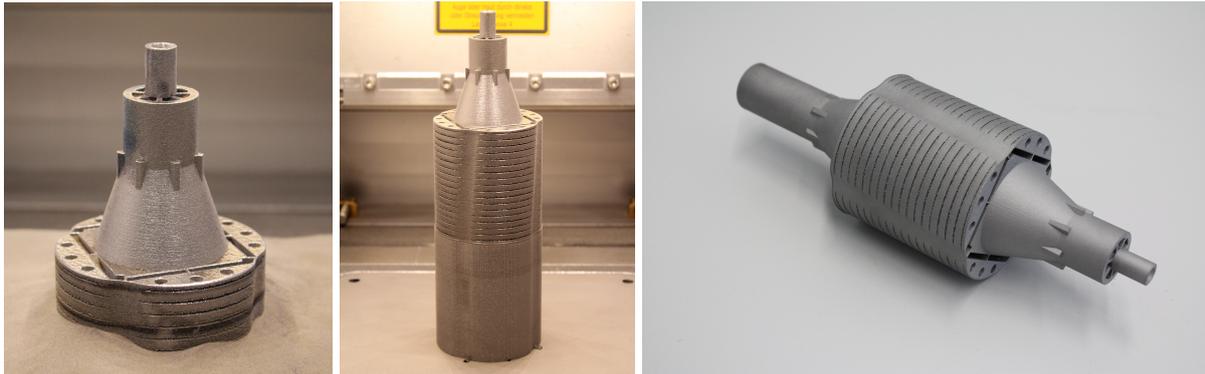
2*p*-poligen Rotors mit balkenförmig vergrabenen Magneten würde es sich demnach anbieten,  $\gamma = \pi / (2p)$  zu wählen. Im Fall v-förmig vergrabener Magnete ergäbe sich die Orientierung in Abhängigkeit vom Anstellwinkel der Magnete. Da im vorliegenden Fall eine Drehung um  $\gamma = 45^\circ$  zur Folge hätte, dass aufgrund der rautenförmigen Aussparung der Hohlwelle wiederum Begrenzungsflächen senkrecht bzw. parallel zur Bewegungsrichtung des Beschichters verlaufen würden, wurde  $\gamma = 30^\circ$  gewählt.

Senkrecht zur Bewegungsrichtung des Beschichters verläuft der Luft- bzw. Gasstrom zur Entfernung der während des Aufschmelzens entstehenden Rußpartikel. Um zu verhindern, dass der rund um das Schmelzbad auftretende Ruß das Schmelzbad selbst beeinflusst, ist prinzipiell ein Laserfahrweg entgegen des Luft- bzw. Gasstroms vorteilhaft [151]. Bei der in Abb. 6.20 (a) gezeigten Orientierung des Gasstroms bietet sich also eine Laserscanstrategie an, mit der jede Schicht grundsätzlich von links nach rechts aufgeschmolzen wird. Für den Rotordemonstrator wurde eine Scanstrategie gewählt, bei der, wie in Abb. 6.20 (c) angedeutet, jede Ebene in Streifen unterteilt wird und die Streifen jeweils mäanderförmig vom Laser abgefahren werden. Die Orientierung der Streifen variiert wiederum von Schicht zu Schicht, um möglichst isotrope mechanische und magnetische Eigenschaften zu erhalten [152].

Ebenfalls ist zu beachten, dass auch das nicht geschmolzene Pulver im Inneren des Rotordemonstrators im Anschluss an die Fertigung entfernt werden muss. Dafür sind zusätzliche Kanäle vorzusehen, durch die das nicht geschmolzene Pulver nach der Fertigung entweichen kann. Der Rotordemonstrator inkl. aller Stützstrukturen wurde 4 Stunden bei  $850^\circ\text{C}$  auf der Bauplattform wärmenachbehandelt. Lediglich das nicht verschmolzene Pulver wurde entfernt. Weiterhin ist zu beachten, dass das Bauteil aufgrund von Gefügeumwandlungen und dem Abbau von Eigenspannungen während der Fertigung bzw. der thermischen Nachbehandlung um einen gewissen Anteil schrumpft. Es ist daher ein material- und prozessspezifisches Aufmaß vorzusehen, das meist auf Erfahrungswerten beruht. Tabelle 6.5 zeigt die gewählten Prozessparameter und Abb. 6.21 den Rotordemonstrator direkt nach der Fertigung.

**Tabelle 6.5:** Gewählte Prozessparameter zur Additiven Fertigung des Rotordemonstrators

Laserleistung	300 W
Scangeschwindigkeit	775 mm/s
Bauplattformtemperatur	200 °C
Spurbreitenabstand	0,1 mm
Schichtdicke	50 µm
Bauzeit	ca. 4 Tage



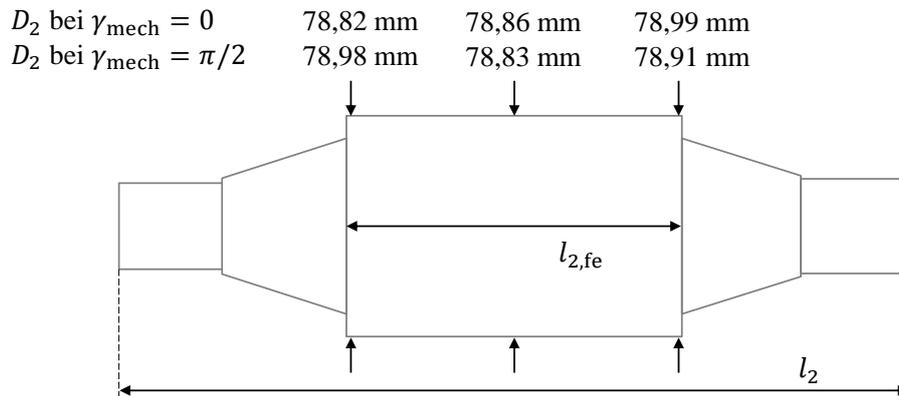
**Abbildung 6.21:** Rotordemonstrator im Anschluss an die Fertigung;  
**links:** während der Pulverentfernung; zu sehen ist das B-seitige Wellenende und das Aktivteil [Bild: KAt];  
**mitte:** nach der Pulverentfernung; zu sehen ist der gesamte Rotor inkl. Stützstruktur unterhalb des Aktivteils [Bild: KAt];  
**rechts:** Rotordemonstrator nach Entfernen der Stützstrukturen

## 6.7 Mechanische Parameter des additiv gefertigten Rotordemonstrators

Die wichtigsten nichtelektrischen Größen des Rotordemonstrators und der Referenzmaschinen sind in Tab. 6.6 bzw. Abb. 6.22 aufgeführt. So konnte die Rotormasse (exkl. Magnete) im Vergleich zum Referenzrotor um 52,7 % gesenkt werden. Das Massenträgheitsmoment (exkl. Magnete) konnte analog dazu um 33,5 % reduziert werden. Die Werte der Rotormassen und der Massenträgheitsmomente wurden dabei mittels 3D-CAD-Software bestimmt, wobei für die Referenzmaschine die Dichte des tatsächlich verbauten Elektroblechs von  $7700 \text{ kg/m}^3$  und für den Rotordemonstrator ein aus der Zusammensetzung der FeSi-Legierung bestimmter Wert von  $7650 \text{ kg/m}^3$  angenommen wurde. Unter Berücksichtigung der Magnetmasse ergibt sich eine Verringerung der Rotormasse um 49,7 % sowie eine Verringerung des Massenträgheitsmoments um 31,1 %. Weiterhin fällt auf, dass der Aktivteil des Rotordemonstrators einen gegenüber dem Sollmaß durchschnittlich um 0,102 mm verkleinerten Außendurchmesser aufweist. Der Effekt, dass mittels *Laserstrahlschmelzen* gefertigte Bauteile tendenziell etwas zu klein gedruckt werden, als dies im CAD-Modell vorgegeben ist, wurde z.B. auch schon in [147] beobachtet. Bezogen auf die Luftspaltweite in der Polmitte des Referenzrotors bedeutet dies im vorliegenden Fall eine Vergrößerung der Luftspaltweite in der Polmitte des Rotordemonstrators um  $+10,2 \% \cdot \delta_{\text{min,REF}}$ . Die Auswirkungen der Luftspaltvergrößerung auf das Betriebsverhalten werden im Abschnitt 7.2 im Rahmen der messtechnischen Untersuchung erläutert.

**Tabelle 6.6:** Mechanische Eckdaten des additiv gefertigten Rotordemonstrators (Abk. AMFM) und des Referenzrotors (REF) bzw. des gestaffelten Rotors (STAF); die Rotormassen und die Trägheitsmomente sind den der Untersuchung zugrunde liegenden 3D-CAD-Modellen entnommen; die Aktivteillänge und der Durchmesser des additiv gefertigten Rotordemonstrators wurden messtechnisch ermittelt; alle anderen Maße sind den technischen Zeichnungen entnommen

	AMFM	REF/STAF
Masse des Rotors $m_2$ (exkl. Magnete)	2,11 kg	4,46 kg
Masse des Rotors $m_2$ (inkl. Magnete)	2,40 kg	4,77 kg
Trägheitsmoment des Rotors $J_2$ (exkl. Magnete)	17,49 kgcm <sup>2</sup>	26,29 kgcm <sup>2</sup>
Trägheitsmoment des Rotors $J_2$ (inkl. Magnete)	20,10 kgcm <sup>2</sup>	29,18 kgcm <sup>2</sup>
Durchmesser des Rotoraktivteils $D_2$	s. Abb. 6.22	79 mm <sup>+0,05 mm</sup> <sub>-0,05 mm</sub>
Bohrungsdurchmesser $D_{Bohr}$	80 mm <sup>+0,03 mm</sup> <sub>-0,06 mm</sub>	
Gesamtlänge des Rotors $l_2$	247 mm	247 mm
Rotoraktivteillänge $l_{2,fe}$	82 mm	80 mm <sup>+0,8 mm</sup> <sub>-0,6 mm</sub>



**Abbildung 6.22:** Maße des Rotordemonstrators nach der Fertigung

## 7 Messtechnische Validierung

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der messtechnischen Untersuchungen am Maschinenprüfstand dargestellt und diskutiert. Zunächst erfolgt jedoch eine kurze Beschreibung des Prüfaufbaus und der Messmethodik.

### 7.1 Prüfstands Aufbau, Messtechnik und Messmethodik

Alle messtechnischen Untersuchungen wurden in den Laborräumen des IAL durchgeführt. Der Prüfling war über eine Drehmomentmesswelle (Modell: *Kistler Typ 4503A*) und mittels Federstegkupplungen mit einer Lastmaschine (*Lenze MCS14D36*) gekuppelt. Die Speisung des Prüflings erfolgte über zwei lineare Leistungsverstärker (*Rohrer HERO PA2065*) mit einer maximalen Ausgangsleistung von jeweils 10kW. Die Regelung des Prüflings wurde über ein Echtzeit-Regelungssystem (*dSpace MicroLabBox*) realisiert, wobei die Lastmaschine unabhängig davon über einen Frequenzumrichter gespeist wurde. Die Lastmaschine besitzt zudem eine mechanische Bremse und weist im Vergleich zu den Prüflingen eine höhere Maximaldrehzahl und ein höheres Maximaldrehmoment auf, sodass eine Bremsung im Notfall stets gewährleistet war. Die aktuelle Rotorlage wurde mittels Rotorlagegeber ausgelesen. Zur Messwertaufnahme wurden Stromzangen (*Agilent/Keysight N2782A*) und Spannungs-Differenzastköpfe (*Tektronix P5200*) verwendet, mit denen die Strangströme bzw. die Strangspannungen des Prüflings aufgezeichnet wurden. Zudem erfolgte die Aufnahme der dem Prüfling zugeführten Leistung über ein Präzisions-Leistungsmessgerät (*ZES Zimmer LMG671*). Die Statorwicklungstemperatur wurde zusätzlich in der Nutmitte und im Wicklungskopf mithilfe von Platin-Messwiderständen aufgezeichnet. Abbildung 7.1 zeigt den Prüfstands Aufbau schematisch.

Die maximal stellbare Spannung ist begrenzt durch die Leistungsverstärker und beträgt  $\hat{U}_{LL,max} = 400 \text{ V}$ . Das maximal stellbare Drehmoment beträgt  $M_{max} = 15 \text{ Nm}$  und ist begrenzt durch den maximalen Ausgangsstrom des Lastumrichters. Weiterhin weisen alle Messungen eine gewisse Messunsicherheit, also eine Abweichung zwischen dem von dem jeweiligen Messgerät ausgegebenen Wert und dem wahren Wert, auf. Die Strommesszangen besitzen laut Hersteller eine Messunsicherheit von  $\pm 1\% \cdot \hat{I}_{mess}$  bei gleichzeitig sehr geringem Rauschen von 2,5 mA. Die Differenzastköpfe weisen eine geringfügig höhere Messunsicherheit von  $\pm 3\% \cdot \hat{U}_{mess}$  bei einem Rauschen von weniger als 4mV auf. Das verwendete Leistungsmessgerät zeigt im Vergleich dazu eine noch höhere Genauigkeit mit  $\pm 0,015\% \cdot \hat{I}_{mess} \pm 0,03\% \cdot I_{mess,end}$  bzw.  $\pm 0,015\% \cdot \hat{U}_{mess} \pm 0,03\% \cdot U_{mess,end}$  und  $\pm 0,024\% \cdot \hat{P}_{mess} \pm 0,03\% \cdot P_{mess,end}$ , wobei der jeweils

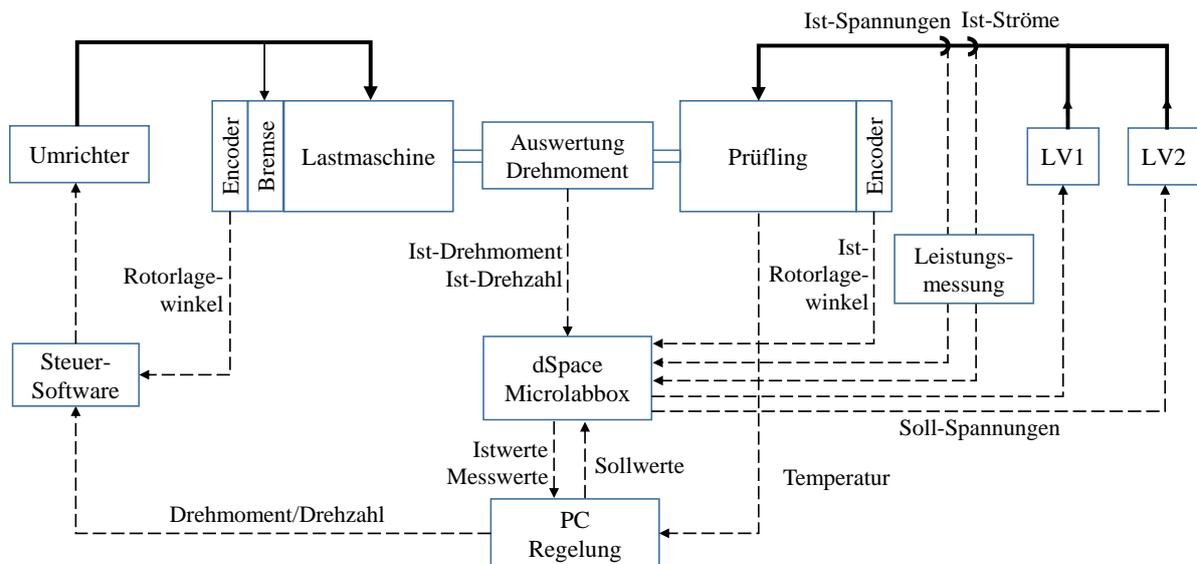


Abbildung 7.1: Schematische Darstellung des Maschinenprüfstands

zweite Summand auf den Endwert des jeweils intern gewählten Messbereichs bezogen ist. Die Drehmomentmesswelle weist eine Genauigkeitsklasse von 0,1 auf, und der am Prüfling verbaute Rotorlagegeber gibt 2048 Impulse pro Umdrehung aus, wodurch eine sehr präzise Lageerfassung möglich ist. Insgesamt lässt sich festhalten, dass das verwendete Messequipment eine valide und reproduzierbare messtechnische Untersuchung erlaubt. Mögliche Messunsicherheiten werden daher im Folgenden nicht weiter aufgezeigt.

Insgesamt standen drei Rotorprüflinge zur Verfügung, die mit Neodym-Eisen-Bor-Magneten bestückt und in baugleiche konventionelle Statoren und Gehäuse eingesetzt wurden. Neben einer ungeschrägten Referenzmaschine (Abk.: REF) und dem kontinuierlich geschrägten Funktionsmuster (AMFM), das den additiv gefertigten Rotordemonstrator enthält, stand zusätzlich eine mit  $z_s = 2$  gestaffelte Maschine (STAFF) mit im Vergleich zur Referenzmaschine identischem Rotorquerschnitt zur Verfügung. In den Abschnitten 7.2 bis 7.5 werden die Ergebnisse der folgenden Versuchsreihen vorgestellt und diskutiert:

- Leerlaufmessungen: Aufnahme der induzierten Spannung  $U(t)$  und  $U(n)$  zur Bestimmung des Oberschwingungsgehalts der Strangspannungen und der Leerlaufkennlinie
- Lastmessungen: Aufnahme des Drehmoments  $M(I_d, I_q)$  und des Wirkungsgrads  $\eta(I_d, I_q)$  zur beispielhaften Evaluation eines wirkungsgradoptimalen oder eines drehmomentmaximalen Betriebs sowie Aufnahme der Drehmoment-Drehzahl-Grenzkennlinie  $M_{\max}(n, I_N)$
- Rast- und Pendelmomente: Aufnahme des Rastmoments  $M_{\text{Rast}}(t)$  und der Pendelmomente  $M_{\text{Pendel}}(n, M_{\max})$  zur Validierung der Schrägungswirkung
- Beschleunigungsversuche: Aufnahme der Drehzahl  $n(t)$  beim Leeranlauf zur Validierung des verringerten Massenträgheitsmoments

## 7.2 Leerlaufmessungen

Zunächst erfolgte die Messung der Strangwiderstände  $R_1$  sowie der Längs- und Querinduktivitäten  $L_d$  und  $L_q$ . Wie Tab. 7.1 zeigt, führt die Rotorstaffelung zu einer leichten Verringerung der Induktivitäten, was zum einen durch die dadurch bedingte Erhöhung des Rotorstreufflusses als auch mit der Änderung des Luftspaltleitwerts erklärt werden kann. Im Fall des additiv gefe-

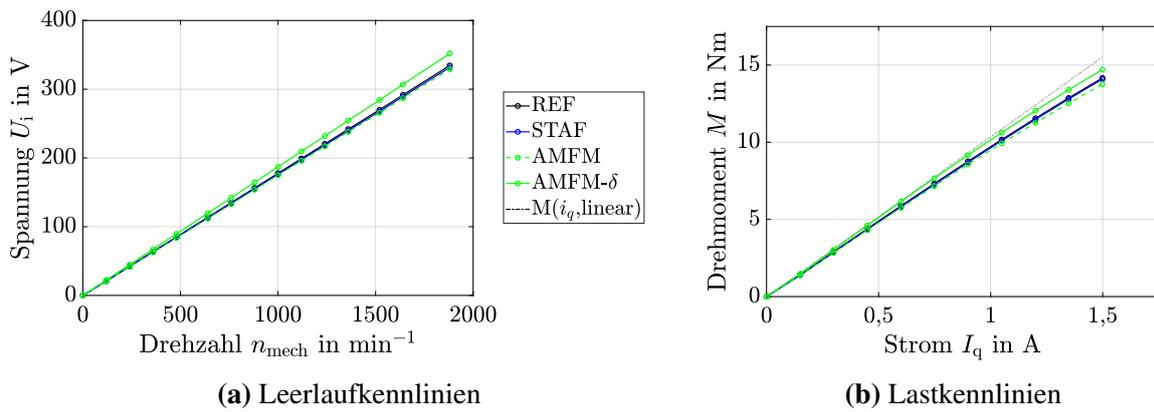
**Tabelle 7.1:** Strangwiderstände sowie Längs- und Querinduktivitäten der Prüflinge, gemessen bei  $f_{\text{mess}} = 1 \text{ Hz}$

	REF	STAF	AMFM
$R_1$ berechnet		6,21 $\Omega$	
$R_1$ gemessen	6,24 $\Omega$	6,21 $\Omega$	6,24 $\Omega$
$L_d$ gemessen	86,9 mH	86,5 mH	95,2 mH
$L_q$ gemessen	164,6 mH	162,9 mH	170,0 mH
$L_q/L_d$	1,894	1,883	1,787

tigten Funktionsmusters kann hingegen eine Erhöhung der Induktivitäten beobachtet werden. Dies kann auf die Verringerung des Rotorstreufflusses im Vergleich zur Referenzmaschine und auf die geänderte Polkontur zurückgeführt werden. Die Wahl eines Sinusfeldpols mit dem Sinusfeldpolkoeffizienten  $\beta = 0,85$  führt insbesondere in der Polmitte zu einem im Vergleich zur reinen Kreiskontur breiteren Polschuh, was den Flusspfad in der d-Achse begünstigt. Die Erhöhung von  $L_q$  kann auf die Ausführung einer geschlossenen Rotoroberfläche zurückgeführt werden, bei der keine  $L_q$ -verringern, ausgeprägten Pollücken mehr vorhanden sind. Es ergibt sich, dass das Reluktanzverhältnis  $L_q/L_d$  im Fall des gestaffelten Rotors um 0,6 % und im Fall des Funktionsmusters um 5,6 % verringert wird. Wie bereits in Abschnitt 6.7 dargestellt, weist das Funktionsmuster zudem einen um  $\delta_{\text{min,AMFM}} = 1,102 \cdot \delta_{\text{min,REF}}$  vergrößerten minimalen Luftspalt auf. Obwohl näherungsweise meist von  $L \sim 1/\delta$  ausgegangen wird, wäre eine einfache Berücksichtigung des vergrößerten Luftspalts durch  $L_{\text{res,AMFM}} = k_\delta \cdot L_{\text{mess,AMFM}}$  und  $k_\delta = 1,102$  im vorliegenden Fall unzureichend. Aufgrund der Sinusfeldpolkontur fällt ein um wenige Zehntelmillimeter kleiner gefertigtes Rotoraktivteil außerhalb der Polmitte durch den sich aufweitenden Luftspalt deutlich weniger ins Gewicht, sodass mit einer resultierenden Erhöhung mit

$$1 < k_\delta < \frac{\delta_{\text{min,AMFM}}}{\delta_{\text{min,REF}}} \quad (7.1)$$

zu rechnen ist. Der Faktor  $k_\delta$  beschreibt – ähnlich dem Carter-Faktor – eine Vergrößerung des magnetisch wirksamen Luftspalts. Der genaue Wert von  $k_\delta$  hängt wiederum vom gewählten Sinusfeldpolkoeffizienten  $\beta$ , vom Magnetisierungszustand der Maschine sowie von der Ausführungsform einer möglichen Rotorschlitzung ab. Bevor  $k_\delta$  für den vorliegenden Fall quantitativ bestimmt wird, soll zunächst die Messung der induzierten Spannung betrachtet werden.



**Abbildung 7.2:** (a) Gemessene Leerlaufkennlinien der drei Prüflinge  
 (b) Gemessene Lastkennlinien der drei Prüflinge

Die Aufnahme der induzierten Strangspannung wurde zwischen den offenen Klemmen und dem (herausgeführten) Sternpunkt des Prüflings gemessen. Durch die drehzahl geregelt betriebene Lastmaschine wurde die gewünschte Drehzahl im Bereich  $0 < n < 2000 \text{ min}^{-1}$  gestellt. Die Leerlaufkennlinien  $U_i(n)$  sind in Abb. 7.2 (a) gezeigt. Im Vergleich des gestaffelten Rotors zum Referenzrotor kann eine Verringerung der induzierten Spannung um 0,83 % und im Vergleich des Funktionsmusters zum Referenzrotor kann eine Verringerung um 1,62 % festgestellt werden. Bei der Berücksichtigung des vergrößerten Luftspalts im Fall des Funktionsmusters ist zu beachten, dass eine Korrektur der gemessenen Werte um  $\delta_{\text{AMFM}}/\delta_{\text{REF}}$  eine nicht zu vernachlässigende Änderung des magnetischen Spannungsabfalls im weichmagnetischen Material zur Folge hätte. Zudem ist zu berücksichtigen, dass sowohl die Maße der Statoren als auch die Maße und die Remanenzflussdichte der Magnete innerhalb der Toleranz gewissen Schwankungen unterliegen, wie z.B. auch in [28] diskutiert wird. Mittels 3D-FE-Simulation können beide Effekte ausreichend genau abgebildet werden. Die Ergebnisse sind in Tab. 7.2 aufgeführt. Es ergibt sich, dass die alleinige Vergrößerung des Luftspalts nur auf eine Verringerung der induzierten Spannung um 1,84 % führt (s. Spalte  $U_i$  in Tab. 7.2). Demzufolge scheint im vorliegenden

**Tabelle 7.2:** Vergleich von 3D-FE-Rechnungen und Messergebnissen zur Identifikation des Abschätzungs-faktors  $k_\delta$  zur Berücksichtigung des vergrößerten Luftspalts und der verringerten Remanenzflussdichte

		min. Luftspalt- weite $\delta_{\text{min}}$	Remanenzfluss- dichte $B_{r,\text{FEM}}$	induzierte Spannung $U_i$
<b>REF</b>	Messung	$\delta_0$	-	$U_{\text{REF,mess}}$
	3D-FEM	$\delta_0$	1,153 T	$99,77 \% \cdot U_{\text{REF,mess}}$
<b>AMFM</b>	Messung	$1,102 \cdot \delta_0$	-	$U_{\text{AMFM,mess}}$
	3D-FEM 1	$1,102 \cdot \delta_0$	1,153 T	$105,30 \% \cdot U_{\text{AMFM,mess}}$
	3D-FEM 2	$1,102 \cdot \delta_0$	1,094 T	$99,78 \% \cdot U_{\text{AMFM,mess}}$
	3D-FEM 3	$\delta_0$	1,094 T	$101,62 \% \cdot U_{\text{AMFM,mess}}$

Fall des Funktionsmusters zusätzlich eine verringerte Remanenzflussdichte  $B_{r,AMFM} < B_{r,REF}$  vorzuliegen, die eine zusätzliche Reduktion der induzierten Spannung zur Folge hat (s. Spalte  $B_{r,FEM}$  in Tab. 7.2). Wird die gemessene induzierte Spannung nun mit diesen beiden Faktoren beaufschlagt, ergibt sich für das Funktionsmuster die mit „AMFM- $\delta$ “ dargestellte Kurve mit einer induzierten Spannung von

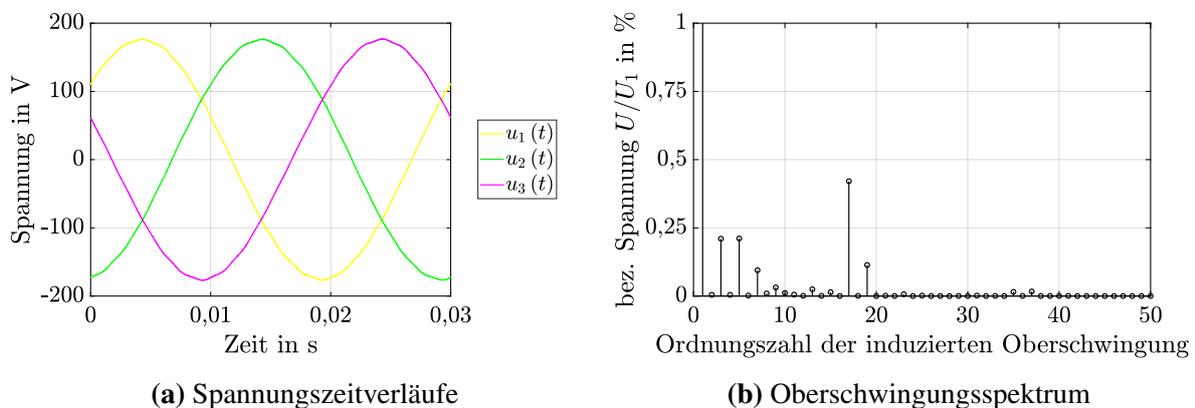
$$U_{i,AMFM\delta} = k_{\delta} \cdot U_{i,AMFM,mess} \quad \text{und} \quad k_{\delta} = 1,0696. \quad (7.2)$$

Unter Berücksichtigung des vergrößerten Luftspalts sowie der anscheinend verringerten Remanenzflussdichte ergibt sich letztlich, dass die induzierte Spannung des Funktionsmusters im Mittel um 5,23 % gegenüber dem Referenzrotor gesteigert werden konnte.

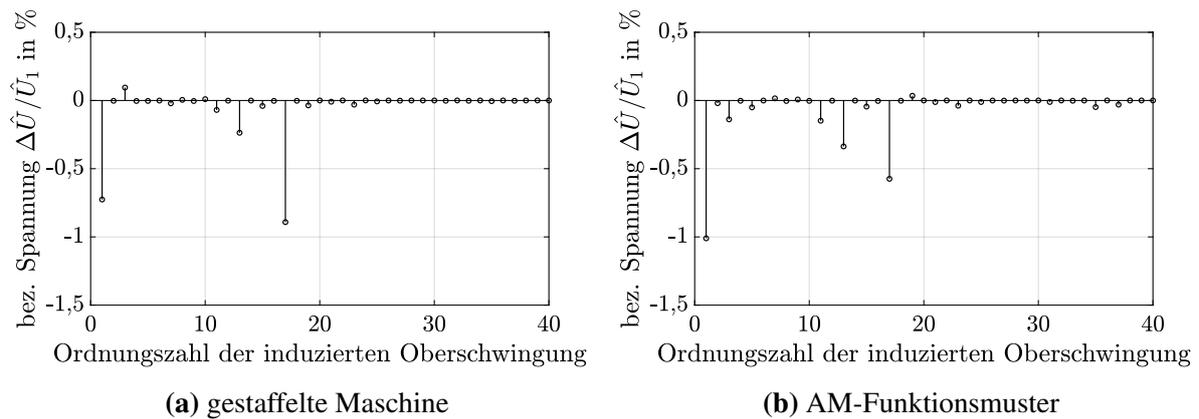
Weiterhin wird der Oberschwingungsgehalt der Leerlaufspannung betrachtet. In Abb. 7.3 sind der Zeitverlauf (a) und das Oberschwingungsspektrum (b) der gemessenen Strangspannung des Funktionsmusters gezeigt. Wird der Oberschwingungsgehalt der Strangspannung in Anlehnung an [153] gemäß

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1} U_n^2}}{U_1} \quad (7.3)$$

bestimmt, ergibt sich für die Referenzmaschine  $THD_{REF} = 1,16 \%$ , für die gestaffelte Maschine  $THD_{STAF} = 0,56 \%$  und für das Funktionsmuster  $THD_{AMFM} = 0,54 \%$ . Der Oberschwingungsgehalt konnte also in beiden Fällen reduziert werden, wobei im Fall des gestaffelten Rotors insbesondere die 13. und die 17. Oberschwingung und im Fall des Funktionsmusters insbesondere die 11., die 13. und die 17. Oberschwingung verringert wurden (siehe Abb. 7.4). Zudem wurden nur im Fall des Funktionsmusters auch die Ordnungszahlen der 2. Nutungsharmonischen (35. und 37. Oberschwingung) merklich verringert.



**Abbildung 7.3:** (a) gemessene Leerlaufstrangspannungen des Funktionsmusters bei  $n = 1000 \text{ min}^{-1}$   
(b) zugehöriges Oberschwingungsspektrum



**Abbildung 7.4:** Vergleich der gemessenen Spannungsüberschwingungen im Leerlauf und bei  $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ ; dargestellt ist jeweils das Spannungsspektrum

(a) gestaffelte Maschine relativ zur Referenzmaschine mit  $\Delta\hat{U} = \hat{U}_{\text{STAFF}} - \hat{U}_{\text{REF}}$

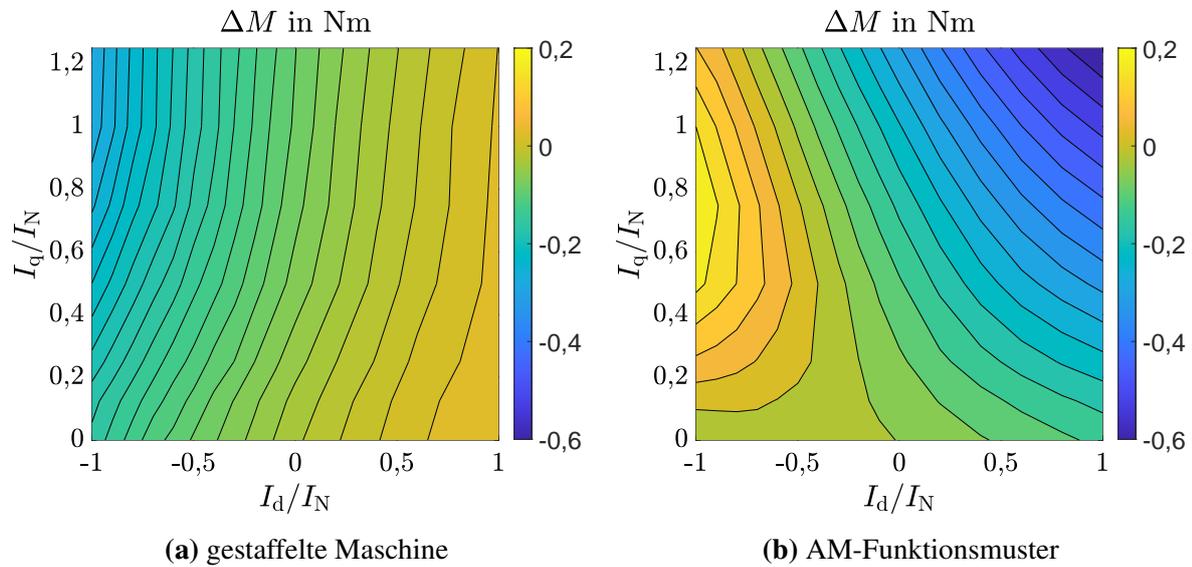
(b) AM-Funktionsmuster relativ zur Referenzmaschine mit  $\Delta\hat{U} = \hat{U}_{\text{AMFM}} - \hat{U}_{\text{REF}}$

### 7.3 Lastmessungen

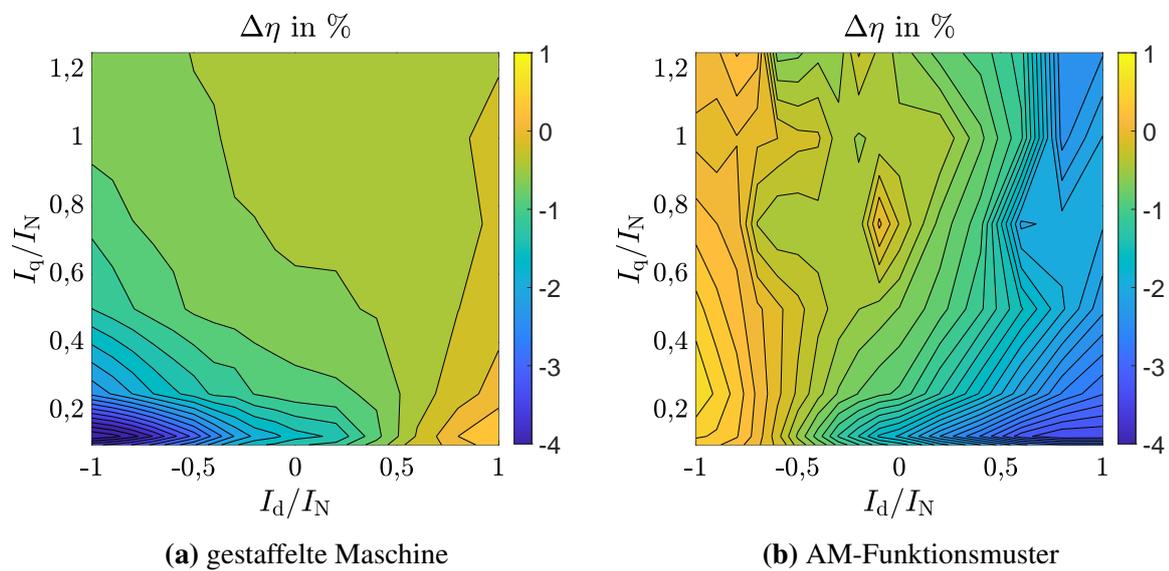
Für die Lastmessungen wurde die Lastmaschine ebenfalls drehzahl geregelt betrieben. Die Vorgabe des Arbeitspunkts erfolgte durch die Vorgabe der  $I_d$ - und  $I_q$ -Komponenten seitens des Prüflings. Da das Maximaldrehmoment der Lastmaschine größer war als das des Prüflings, zwingt die Lastmaschine dem Prüfling stets die vorgegebene Drehzahl auf, sodass in jedem Fall ein unkontrollierter Anstieg der Drehzahl verhindert wird.

Die Aufnahme der Lastkennlinie  $M(I_q)$  erfolgte bei  $n = 750 \text{ min}^{-1}$ . In Abb. 7.2 (b) ist zu sehen, dass sich im Fall des Funktionsmusters die erwartete Erhöhung des Drehmoments um 4,92 % einstellt. Die Maschine mit dem gestaffelten Rotor entwickelte im Vergleich zur Referenzmaschine im Mittel 0,88 % weniger Drehmoment.

In Abb. 7.5 ist das Drehmoment exemplarisch im  $I_d$ - $I_q$ -Kennfeld bei  $n = 750 \text{ min}^{-1}$  für die gestaffelte Maschine (a) und für das Funktionsmuster (b) gezeigt. Es ist zu erkennen, dass die gestaffelte Maschine praktisch im gesamten Betriebsbereich weniger Drehmoment entwickelt als die ungeschrägte Referenzmaschine. Insbesondere im Feldschwäcbereich weist die gestaffelte Maschine eine geringere Leistungsfähigkeit auf. Dies kann unter anderem dadurch erklärt werden, dass durch die Staffelung die (geometrischen) d-Achsen der einzelnen Segmente zwar unverändert über die Stelle des engsten Luftspalts verlaufen, die resultierende d-Achse jedoch nicht mehr. Dadurch wird, insbesondere im Fall einer entsättigten Maschine, der magnetisch wirksame Luftspalt größer. Im Gegensatz dazu kann das Funktionsmuster im gesamten Betriebsbereich ein im Vergleich zur Referenzmaschine höheres Drehmoment entwickeln. Insbesondere im Feldschwäcbereich weist das Funktionsmuster eine bessere Leistungsfähigkeit auf. Im Fall der kontinuierlichen Schrägung wird die Stelle des engsten Luftspalts über einen weiten Bereich „verschmiert“, sodass die (geometrische) d-Achse nach wie vor, zumindest über einen bestimmten Teil, über die Stelle des engsten Luftspalts verläuft. Zudem ist der Polschuh des



**Abbildung 7.5:** (a) Drehmomentdifferenz der gestaffelten Maschine gegenüber der Referenzmaschine;  $\Delta M = M_{\text{STAF}}(I_d, I_q) - M_{\text{REF}}(I_d, I_q)$   
 (b) Drehmomentdifferenz des Funktionsmusters gegenüber der Referenzmaschine;  $\Delta M = M_{\text{AMFM}}(I_d, I_q) - M_{\text{REF}}(I_d, I_q)$



**Abbildung 7.6:** (a) Änderung im Wirkungsgrad der gestaffelten Maschine gegenüber der Referenzmaschine;  $\Delta \eta = \eta_{\text{STAF}}(I_d, I_q) - \eta_{\text{REF}}(I_d, I_q)$   
 (b) Änderung im Wirkungsgrad des Funktionsmusters gegenüber der Referenzmaschine;  $\Delta \eta = \eta_{\text{AMFM}}(I_d, I_q) - \eta_{\text{REF}}(I_d, I_q)$

Funktionsmusters durch die Wahl von  $\beta = 0,85$  breiter und die Induktivitäten sind höher im Vergleich zur Referenzmaschine. Das gegensätzliche Verhalten einer gestaffelten und einer kontinuierlich geschrägten Maschine zeigt sich gleichermaßen bei Betrachtung des Wirkungsgrads. In Abb. 7.6 ist die Änderung des Wirkungsgrads im Vergleich zur Referenzmaschine gezeigt. Es ergibt sich, dass der Wirkungsgrad der gestaffelten Maschine mit sinkendem  $I_d$  tendenziell sinkt und im Fall des Funktionsmusters mit sinkendem  $I_d$  tendenziell steigt.

Die Grenzkennlinien der drei Prüflinge sind in Abb. 7.7 dargestellt. Die mit „AMFM- $\delta$ “ bezeichnete Kennlinie beschreibt abermals das um den vergrößerten Luftspalt korrigierte gemessene Drehmoment. Da  $k_\delta$  streng genommen lastabhängig ist, beschreibt diese Kurve das tatsächliche Verhalten nur näherungsweise. Allerdings zeigt sich selbst ohne Korrektur, dass sowohl die gestaffelte Maschine als auch das Funktionsmuster eine vergrößerte Drehzahlspitzung  $n_{\max}/n_{eck}$  aufweisen. Alles in allem lässt sich sagen, dass das additiv gefertigte Funktionsmuster insbesondere im Feldschwäcbereich mehr Drehmoment entwickeln kann und gleichzeitig einen höheren Wirkungsgrad aufweist.

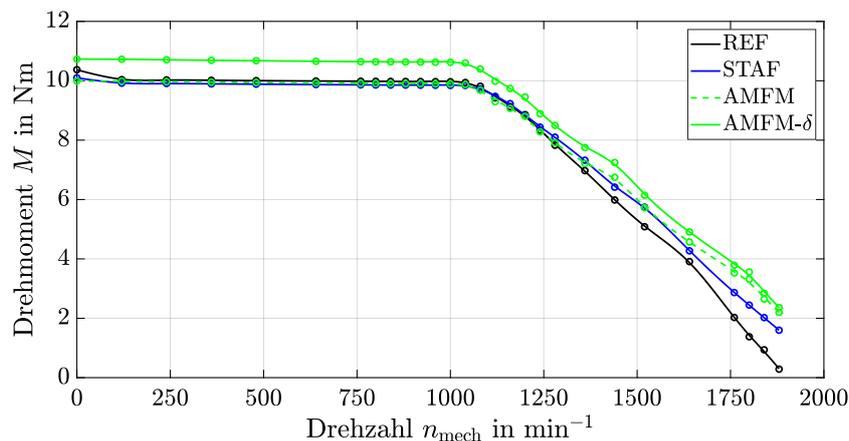


Abbildung 7.7: Gemessene Grenzkennlinien mit  $M = M_{\max}(n, I_d, I_q)$  und  $I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} = I_N$

## 7.4 Rast- und Pendelmomentmessungen

Zur Bestimmung des Rastmoments wurde der Prüfling von der Spannungsversorgung getrennt, und es erfolgte lediglich die Aufnahme des Drehmoments über die Drehmomentmesswelle. Da Rastmomente in Relation zum Bemessungsmoment oft mehrere Größenordnungen kleiner sind, birgt die valide Erfassung von Rastmomenten gewisse zusätzliche Herausforderungen. So muss das Messequipment, insbesondere die Drehmomentenerfassung, auch für den erwarteten Amplitudenwert dimensioniert sein. Um das Drehmoment in Abhängigkeit vom Drehwinkel aufzunehmen, ist es nötig, entweder eine möglichst exakte Winkelposition anfahren zu können oder alternativ eine möglichst geringe Drehzahl zu realisieren. Beides wird in erster Linie begrenzt

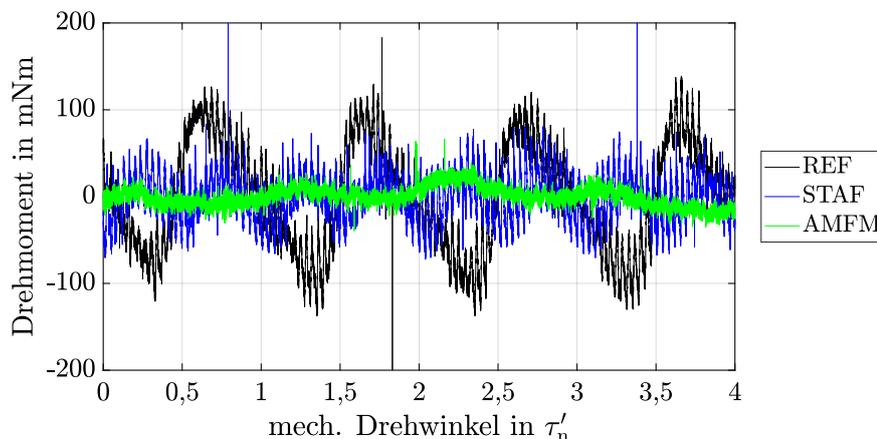
durch die Auflösung der eingebauten Drehgeber. Durch Anpassen der Regelungsparameter war es im verwendeten Messaufbau möglich, einen stabilen Langsamlauf mit bis zu  $n = 0,5 \text{ min}^{-1}$  zu realisieren.

Der Zeitverlauf des gemessenen Drehmoments ist in Abb. 7.8 und das zugehörige vollständige Drehmomentspektrum bei offenen Klemmen und Langsamlauf in Abb. 7.9 dargestellt. Die Ordnungszahl

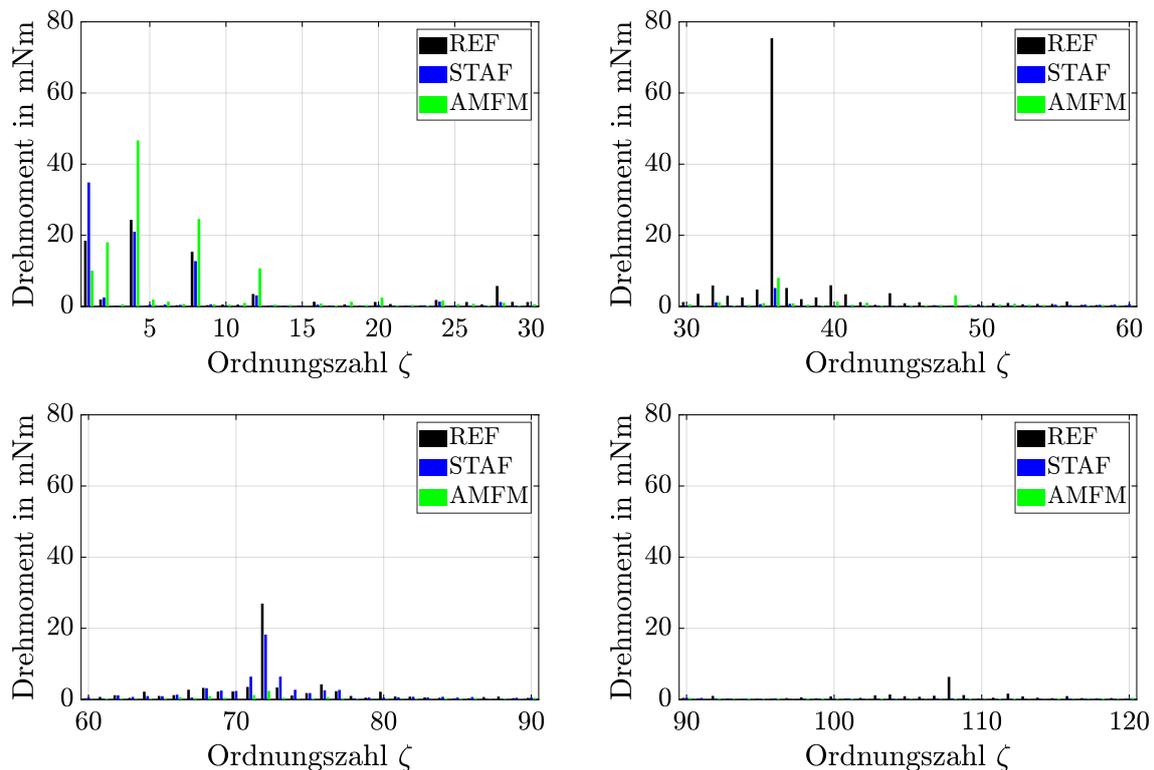
$$\zeta = \frac{\omega_\zeta}{\Omega} \quad (7.4)$$

ergibt sich aus dem Verhältnis der Kreisfrequenz  $\omega_\zeta$  des Pendel- bzw. Rastmoments zur mechanischen Winkelgeschwindigkeit des Rotors  $\Omega$ . Gut zu erkennen ist, dass die Drehmomentkomponenten mit der Ordnungszahl  $\zeta = 1 \cdot N_1 = 36$ , also das Rastmoment 1. Ordnung, sowohl mithilfe der Rotorstaffelung als auch durch die kontinuierliche Schrägung des Funktionsmusters praktisch vollständig unterdrückt wird. Die kontinuierliche Schrägung führt außerdem auf die Unterdrückung des Rastmoments 2. Ordnung mit  $\zeta = 2 \cdot N_1 = 72$ . Die umgesetzte Rotorstaffelung mit  $z_s = 2$  wiederum führt wie erwartet zu keiner Unterdrückung des Rastmoments 2. Ordnung. Meist wird empfohlen, mehr als  $z_s = 3$  Staffelschritte auszuführen, um eine bessere Annäherung an eine quasi-kontinuierliche Schrägung zu generieren. Da jedoch eine Erhöhung von  $z_s$  möglicherweise den Rotorstreulfluss erhöht und Rastmomente höherer Ordnung oft sehr kleine Amplituden aufweisen, wäre auf Basis der Untersuchungen bereits eine Staffelung mit  $z_s = 3$  ausreichend. Eine kontinuierliche Schrägung mit  $\gamma_s = \tau'_n = 2\pi/N_1$  unterdrückt alle höherharmonischen Rastmomente.

Weiterhin fällt auf, dass insbesondere im Bereich kleiner Ordnungszahlen weitere Drehmomentkomponenten auftreten. So weisen alle Prüflinge ein ausgeprägtes Drehmoment der Ordnungszahl  $\zeta = 1$  auf, was auf eine dynamische Exzentrizität hindeuten könnte. Wie z.B. in [129] für PMSMs gezeigt, steigt die Drehmomentkomponente der Ordnungszahl  $\zeta = 1$  mit steigender dynamischer Exzentrizität. Die Drehmomentpendelung der Ordnungszahl  $\zeta = 4$  und Vielfache davon könnte mit einer zusätzlichen statischen Exzentrizität erklärt werden. Wie ebenfalls in



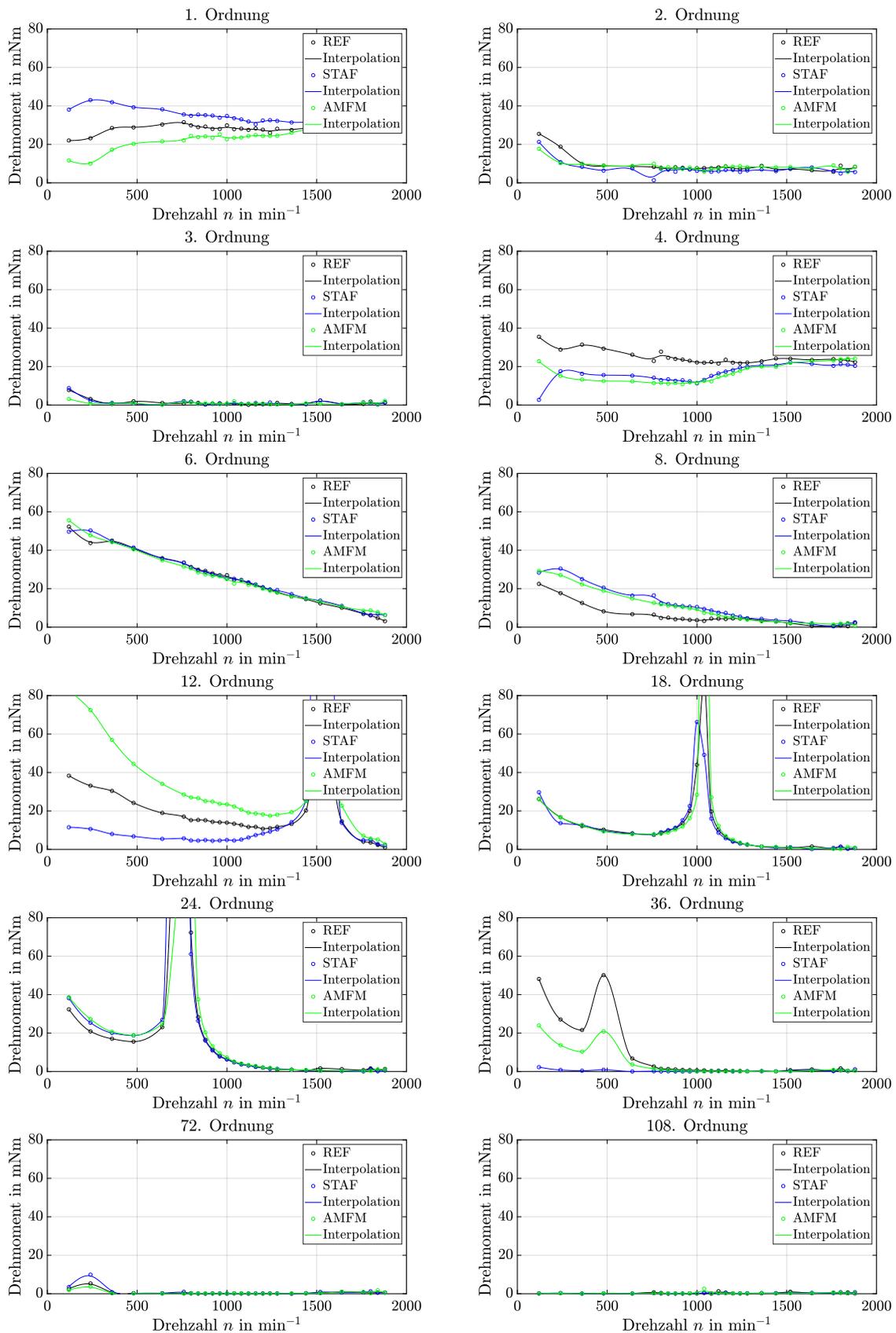
**Abbildung 7.8:** Gemessene Drehmomentzeitverläufe der drei Prüflinge bei Langsamlauf mit  $n = 1 \text{ min}^{-1}$  und offenen Klemmen



**Abbildung 7.9:** Gemessenes Drehmomentspektrum der drei Prüflinge bei Langsamlauf mit  $n = 1 \text{ min}^{-1}$  und offenen Klemmen

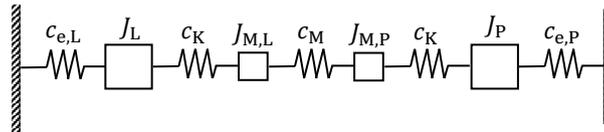
[129] dargelegt, steigen die Drehmomentkomponenten der Ordnungszahlen  $\zeta = 2p$  und deren Vielfache bei Erhöhung der statischen Exzentrizität. Die Ordnungszahl  $\zeta = 2$  taucht lediglich beim Funktionsmuster auf. Es scheint, als habe das (vierpolige) Funktionsmuster eine nach Abb. 6.20  $x$ - $y$ -achsenabhängige Leitwertschwankung. Wie in Abschnitt 6.6 erläutert, könnte die Leitwertschwankung mit der gewählten Bauteilorientierung im Bauraum oder der Laserscanstrategie erklärt werden, welche in Abhängigkeit von der relativen Lage zum Beschichterfahrweg oder zum Gasstrom zu einer  $x$ - $y$ -achsabhängigen Maßabweichung führen können. Weiterhin ist denkbar, dass das weichmagnetische Material durch die Wahl der Belichtungsstrategie eine achsabhängige Permeabilität aufweist. Als Vorgriff auf möglichen zukünftigen Forschungsbedarf könnte – sofern sich eine Beeinflussung der Permeabilität durch die Belichtungsstrategie bestätigt – dies ebenfalls genutzt werden, um vorteilhaft Bereiche hoher und Bereiche geringer magnetischer Leitfähigkeit zu implementieren.

Die Auswertung der Pendelmomente erfolgte entlang der Grenzkennlinien aus Abschnitt 7.3. Die wichtigsten Oberschwingungen sind in Abhängigkeit von der Drehzahl in Abb. 7.10 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass sich die Pendelmomente 1., 2. und 4. Ordnung mit zunehmender Drehzahl einem vom Prüfling unabhängigen Endwert annähern. Das Pendelmoment 6. Ordnung sinkt annähernd linear mit steigender Drehzahl. Auffällig sind weiterhin die angeregten Resonanzen, die z.B. im Verlauf der Pendelmomente 12., 18. und 24. Ordnung zu sehen sind. Es wird vermutet, dass es sich dabei um die Anregung einer Torsionseigenfrequenz des Prüfaufbaus



**Abbildung 7.10:** Gemessene Pendelmomentamplituden entlang der jeweiligen Grenzkennlinie für die drei Prüflinge in Abhängigkeit von  $n$

bei  $n_0 \cdot \zeta \approx 300 \text{ Hz}$  handelt. Im Antriebsstrang des Prüfaufbaus ist die Drehmomentmesswelle mittels Metallbalkkupplungen zwischen dem Prüfling und der Lastmaschine angebracht. Mechanisch führt dies im Lastbetrieb auf einen Mehrmassenschwinger, bei dem sowohl seitens der (stromgeregelt betriebenen) Antriebsmaschine als auch seitens der (drehzahlgeregelt betriebenen) Lastmaschine ein elektrisch-mechanischer Energieaustausch mit dem Netz erfolgt. Gemäß [117] lässt sich das System bei Vernachlässigung jeglicher Dämpfung mittels Federkonstanten  $c$  und Trägheitsmomenten  $J$  darstellen, wie in Abb. 7.11 gezeigt. Dabei stehen  $J_L$  bzw.  $J_P$  für die



**Abbildung 7.11:** Vereinfachte mechanische Prinzipdarstellung des Antriebssystems inkl. Kupplungen, Drehmomentmesswelle und beidseitigem Energieaustausch mit dem Netz

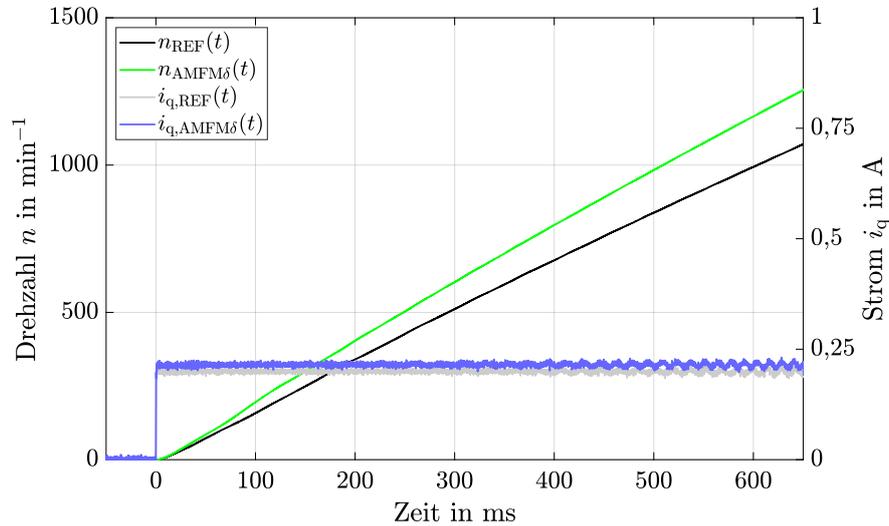
Massenträgheitsmomente der Lastmaschine bzw. des Prüflings und  $J_{M,L}$  bzw.  $J_{M,P}$  für die jeweiligen Massenträgheitsmomente der Messwelle auf der Seite der Lastmaschine bzw. des Prüflings. Die Federkonstanten der Kupplung  $c_K \approx 22 \text{ kNm rad}^{-1}$  und der Messwelle  $c_M \approx 9 \text{ kNm rad}^{-1}$  weisen ähnliche Größenordnungen auf, sodass im vorliegenden Fall nicht von einer das Modell vereinfachenden drehstarrten Verbindung zwischen den einzelnen Gliedern ausgegangen werden kann. Es zeigt sich, dass zur exakten Bestimmung der Torsionseigenfrequenzen detaillierte, ggf. numerische Betrachtungen notwendig wären, die im Rahmen der vorliegenden Arbeit jedoch nicht weiter verfolgt wurden. Dazu kommt, dass selbst geringe Abweichungen im Bereich der Resonanzfrequenz schon verhältnismäßig große Abweichungen im Amplitudenwert des im Bereich der Resonanzfrequenz auftretenden Pendelmoments mit sich bringen. Daher wurde auch aus Gründen der besseren Vergleichbarkeit im Fall der Pendelmomente 12., 18. und 24. Ordnung die Achsenskalierung beibehalten.

Sieht man von den resonanzbedingten Erhöhungen ab, sinken die Pendelmomente 8., 12., 18. und 24. Ordnung mit steigender Drehzahl proportional zu  $1/n$ . Die Pendelmomente 36. Ordnung – also die Nutungsharmonischen 1. Ordnung – treten bereits ab ca.  $n = 750 \text{ min}^{-1}$  kaum noch auf. Die Pendelmomente 72. und 108. Ordnung, die die Folge höherharmonischer Nutungsoberwellen darstellen, konnten im vorliegenden Fall bereits ab geringen Drehzahlen kaum noch nachgewiesen werden.

## 7.5 Beschleunigungsversuche

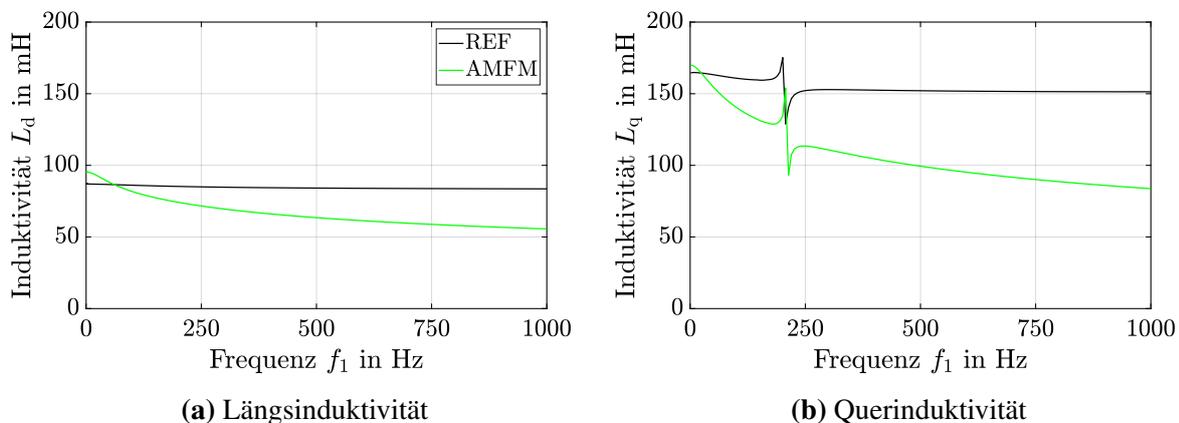
Weiterhin wurden Leeranläufe durchgeführt. Dazu wurde die Kupplung zwischen dem Prüfling und der Drehmomentmesswelle geöffnet, um die zu beschleunigende Masse auf die Rotorwelle des Prüflings zu beschränken. Die Messung der Drehzahl  $n(t)$  erfolgte über den Rotorlagegeber des Prüflings. Um regelungsbedingte Einflussfaktoren zu verringern, wurde anstelle der Drehzahlregelung ein q-Stromsprung aufgebracht und die Maximaldrehzahl softwareseitig begrenzt.

Um die Vergleichbarkeit der Messung zu erhöhen, betrug die Höhe des Stromsprungs im Fall der Referenzmaschine  $I_{q,REF} = 0,2\text{ A}$  und im Fall des Funktionsmusters  $I_{q,AMFM} = k_{\delta} \cdot I_{q,REF}$ . Die Drehzahl-Zeit-Verläufe beim Leeranlauf des Funktionsmusters und der Referenzmaschine sind in Abb. 7.12 gezeigt. Die Anlaufzeit vom Stillstand bis auf  $n = 1000\text{ min}^{-1}$  betrug für das



**Abbildung 7.12:** Drehzahl- und q-Strom-Zeit-Verläufe beim Leeranlauf

Funktionsmuster 0,509 s und für die Referenzmaschine 0,562 s. Obgleich die Dynamik somit um 9,43 % verbessert wurde, erhöht sich diese nicht in dem mit Blick auf das Massenträgheitsmoment zu erwartenden Maße. Dies könnte entweder auf unterschiedliche Lagerreibung zurückzuführen sein oder daran liegen, dass das massive, elektrisch leitfähige Rotoraktivteil den Aufbau des Ankerquerfelds und damit des Drehmoments dämpft. Eine mögliche Dämpfung lässt sich am gemessenen Frequenzgang der Induktivitäten erkennen, der für die Längs- und die Querachse in Abb. 7.13 gezeigt ist. Zur Erfassung der Induktivitäten wurde der Rotor zunächst an der entsprechenden Achse ausgerichtet und für den Verlauf der Induktivitätsmessung



**Abbildung 7.13:** (a) gemessene Längsinduktivität als Funktion der Speisefrequenz  $L_d(f_1)$   
 (b) gemessene Querinduktivität als Funktion der Speisefrequenz  $L_q(f_1)$

festgebremst. Es ist zu erkennen, dass sowohl  $L_d$  als auch  $L_q$  im Fall des Funktionsmusters mit steigender Frequenz deutlich stärker sinken als bei der Referenzmaschine. Die vermeintliche Unstetigkeit im Verlauf von  $L_q$  ist auf eine im vorliegenden Fall vorhandene mechanische Eigenfrequenz zurückzuführen. Trotz dass die Messkonfiguration mit festgebremstem Rotor keinen regulären Betriebspunkt darstellt, kann daraus geschlossen werden, dass bei hochdynamischen Anwendungen (mit hohem  $\partial I_q / \partial t$ ) der Feldaufbau offensichtlich gedämpft wird. Hieraus ergibt sich, dass die Dynamik durch die Anwendung von Leichtbaumaßnahmen zwar erhöht wird, aber die Verwendung eines massiven, elektrisch leitfähigen Rotorkerns diesen Effekt ein Stück weit verringert.

## 7.6 Zusammenfassung der Messergebnisse

Alles in allem konnten mithilfe der gewählten Messmethodik, der Messtechnik und des Prüfaufbaus die zuvor erarbeiteten theoretischen Vorhersagen validiert werden. So zeigte sich, dass das Funktionsmuster fast im gesamten Betriebsbereich ein höheres Drehmoment entwickelt als die Referenzmaschinen. Dies ist vor allem auf die verringerte Rotorstreuung zurückzuführen. Gleichzeitig konnten durch die kontinuierliche Schrägung Nutrastmomente verringert und durch die Anwendung von Leichtbaumaßnahmen die Dynamik gesteigert werden. Nichtsdestotrotz eröffnete sich auch weiterer Forschungsbedarf, z.B. hinsichtlich der achsabhängigen Maßabweichung, einer möglichen Unterdrückung von Pendelmomenten beliebiger Ordnungen oder der Betrachtung von Torsionseigenfrequenzen.

## 8 Anwendungsstudien

In diesem Kapitel werden die Erkenntnisse der vorherigen Kapitel auf zwei weitere Anwendungsbereiche des Elektromaschinenbaus übertragen. Anhand von zwei Anwendungsstudien wird aufgezeigt, wie die Gestaltungsmöglichkeiten der Metalladditiven Fertigung vorteilhaft in Rotoren großer Synchronmaschinen sowie in PMSM für Flugantriebe genutzt werden können.

### 8.1 Additiv gefertigte Rotoren großer Synchronmaschinen

Obwohl bereits heute die additive Verarbeitung verschiedenster Materialien wie Kunststoffe, Keramiken und Metalle möglich ist, beschränkt sich die aktuelle Forschung – wie auch der Großteil der vorliegenden Arbeit – meist auf kleinere Servoantriebe oder auf die Fertigung einzelner Komponenten. Gründe dafür sind z.B. die durch die Größe der aktuell verfügbaren 3D-Drucker begrenzte maximale Bauteilgröße oder die Herausforderung, mehrere Materialien gleichzeitig zu verarbeiten. Da diese Einschränkungen in erster Linie prozessbedingt sind, wird in diesem Abschnitt im Rahmen einer Konzeptstudie die Additive Fertigung von Rotoren großer Synchronmaschinen betrachtet, wobei diese prozessbedingten Einschränkungen bewusst ausgeblendet werden. Die Vorgehensweise orientiert sich dabei an der VDI-Richtlinie 2221 [154] und der DIN-Norm 69901-2 [155], nach denen die methodische Entwicklung technischer Produkte in die folgenden Phasen unterteilt werden kann:

1. **Recherchephase:** Neben den Grenzen der Metalladditiven Fertigung und dem Stand der Forschung, der ausführlich bereits in Kapitel 2 dargestellt ist, werden in dieser Phase vor allem die Besonderheiten von Rotoren großer Synchronmaschinen im Vergleich zu Rotoren von permanenterregten Kleinmaschinen ausgearbeitet.
2. **Ideen- und Konzeptphase:** Darauf aufbauend erfolgt die Identifikation von Verbesserungspotentialen, die speziell mithilfe der Additiven Fertigung adressiert werden können. Daraus werden konkrete Maßnahmen und Entwurfsziele abgeleitet.
3. **Prototypenphase:** In dieser Phase erfolgt die Umsetzung und die Untersuchung der zuvor definierten Maßnahmen. Im vorliegenden Fall werden dazu 3D-FE-Simulationen genutzt.
4. **Bewertungsphase:** Die Bewertung erfolgt anhand einer SWOT-Analyse (engl. Akronym für: strengths, weaknesses, opportunities, threats), im Rahmen derer die Stärken, Schwä-

chen, Chancen und Risiken diskutiert werden, um letztlich die Frage zu beantworten, ob bzw. inwieweit die Additive Fertigung auch bei großen Synchronrotoren vorteilhaft genutzt werden kann.

### 8.1.1 Recherchephase

#### Grenzen der Metalladditiven Fertigung

Aufgrund des geringen technologischen Reifegrads der Metalladditiven Fertigung sind die Kosten für die Materialien, die 3D-Drucker und die Nachbearbeitung im Vergleich zur konventionellen Fertigung hoch, auch wenn durch die Additive Fertigung an anderer Stelle (z.B. für die Werkzeugherstellung) Kosten entfallen. In jedem Fall begrenzt der maximal zur Verfügung stehende Bauraum die Bauteilgröße. Zwei der größten verfügbaren Metall-3D-Drucker weisen einen Bauraum mit einer Grundfläche von 500 mm × 280 mm bzw. von 800 mm × 400 mm auf [156, 157]. Die Bauhöhe ist in den beiden Fällen begrenzt auf 875 mm bzw. 500 mm. Neben der Baugröße ergeben sich für die Umsetzung der Additiven Fertigung in Rotoren großer Synchronmaschinen noch andere prozess- und materialbedingte Hindernisse, welche bereits in Kapitel 2 erläutert wurden. Zusammenfassend sind in Tab. 8.1 in Anlehnung an [62, 64, 158] die Herausforderungen der Metalladditiven Fertigung im Elektromaschinenbau aufgelistet.

**Tabelle 8.1:** Herausforderungen der Metalladditiven Fertigung für die Nutzung in elektrischen Maschinen (vgl. [62, 64, 158])

<b>prozessbedingte Grenzen</b>	<b>ökonomische Grenzen</b>	<b>materialbedingte Grenzen</b>	<b>funktionelle Grenzen</b>
Bauteil- bzw. Bauraumgröße, Multi-Material-Verarbeitung, Aufbaurate, Oberflächenrauheit, Maßhaltigkeit	Materialkosten, Anschaffungskosten der 3D-Drucker, Kosten für die Nachbearbeitung	Materialverfügbarkeit, Materialfehler, Materialqualität	mechanische, magnetische und thermische Eigenschaften der Komponenten

#### Besonderheiten von Rotoren großer Synchronmaschinen

Elektrische Maschinen lassen sich nach ihrer Leistung in Kleinmaschinen mit  $P \leq 1$  kW, Mittelmaschinen mit  $1 \text{ kW} < P < 1 \text{ MW}$  und Großmaschinen mit  $P \geq 1 \text{ MW}$  einteilen [159]. Mit Blick auf die Rotoren großer Synchronmaschinen fällt auf, dass – meist aus wirtschaftlichen Gründen – die Ausführungsform als elektrisch erregte Synchronmaschine weitaus verbreiteter ist als eine Permanentmagneterregung oder Synchron-Reluktanzrotoren. Im Fall der elektrischen Erregung kann der Rotor anwendungsspezifisch als Vollpolrotor oder als Schenkelpolrotor ausgeführt

werden [118]. Die leistungsstärksten Synchronmaschinen mit Vollpolrotoren werden meist in Kernkraftwerken eingesetzt und können Scheinleistungen von über 2,2 GVA erreichen [160]. Große Wasserkraftgeneratoren werden dagegen in der Regel mit Schenkelpolrotoren ausgeführt und erreichen Scheinleistungen von über 800 MVA bei deutlich geringeren Drehzahlen [161]. Die Unterschiede zwischen Rotoren großer Synchronmaschinen und denen von Kleinmaschinen lassen sich in die folgenden vier Kategorien einteilen:

**a) Erhöhte mechanische Belastungen**

Aufgrund der größeren Rotoraußendurchmesser und der höheren Umfangsgeschwindigkeiten von Rotoren großer Synchronmaschinen sind die mechanischen Belastungen höher als bei Kleinmaschinen, sodass insbesondere bei Turbogeneratoren teilweise hochlegierte Stähle als Kernmaterial eingesetzt werden. Zudem ist der Lagerabstand in Rotoren von Großmaschinen deutlich größer, sodass die Berücksichtigung der axialen Steifigkeit und der Biegeeigenschwingungen des Rotors zunehmend wichtiger werden [4, 121]. Im Fall elektrischer Erregung müssen zudem die Leiter der Erregerwicklung mechanisch gesichert werden, was meist über Nutverschlußkeile und Kappenringe oder über die Polhörner erfolgt, welche dann zusätzlichen mechanischen Belastungen ausgesetzt sind.

**b) Zusätzliche Wicklungsteile**

Im Fall elektrischer Erregung ist die Erregerwicklung in den Rotor zu integrieren. Diese wird über Schleifringe oder über eine bürstenlose Erregermaschine gespeist, was die Komplexität und die Fertigungstiefe des Rotors erhöht. Zudem werden oft Dämpfer- oder Anlaufkäfige ausgeführt.

**c) Notwendigkeit der Rotorkühlung**

Die bei Kleinmaschinen verbreitete Statormantelkühlung ist bei Großmaschinen aufgrund des geringeren Oberfläche-zu-Volumen-Verhältnisses in der Regel nicht ausreichend. Da es grundsätzlich vorteilhaft ist, die Verlustwärme möglichst nah am Ort des Entstehens abzuführen, wird in großen Synchronmaschinen meist eine Kreislaufkühlung mit direkter oder indirekter Kühlung der Wicklungsteile ausgeführt. Im Fall der Erregerwicklung wird dies oft durch axiale und radiale Kühlkanäle mit rechtwinkligen Kühlkanalverläufen realisiert, die aus thermofluidynamischer Sicht allerdings nicht optimal sind [162]. Zudem werden Lüfterräder im Übergangsbereich zwischen dem Aktivteil und den Lagern angebracht, die prinzipbedingt eine drehzahlabhängige Kühlleistung aufweisen [4, 121].

**d) Funktionale Besonderheiten**

Weiterhin existieren eine Reihe funktionaler Besonderheiten, die insbesondere in großen Synchronmaschinen ausgeführt werden. Diese werden oft für sehr lange Laufzeiten dimensioniert und es wird ein besonders hoher Wirkungsgrad angestrebt. Um dies zu erreichen, wird unter anderem das Statorblechpaket im axialen Endbereich abgestuft und so der Luftspalt aufgeweitet, wie bereits in Abschnitt 6.4 dargelegt wurde. Zudem ist bei Rotoren großer Synchronmaschinen die Dynamik meist sekundär, und es werden deutlich weniger Beschleunigungs- und Abbremsvorgänge durchfahren als bei Servomotoren. Prinzipbedingt werden Grenzleistungsvollpolrotoren immer mit geringen Polpaarzahlen sowie kleinem Durchmesser-zu-Länge-Verhältnis ausgeführt. Schenkelpolrotoren können zuweilen sehr hohe Polpaarzahlen und große

Durchmesser-zu-Länge-Verhältnisse aufweisen. Da dies zu signifikanten konstruktiven und funktionalen Unterschieden führt, bietet sich die Unterscheidung von Vollpol- und Schenkelpolrotoren auch im Rahmen dieser Konzeptstudie an.

### **Vergleich von konventioneller und Additiver Fertigung**

Kerne von Vollpolrotoren können herkömmlich geblecht oder massiv ausgeführt werden. Massive Vollpolrotoren für Grenzleistungsmaschinen werden in der Regel geschmiedet, wodurch der Lunkeranteil reduziert und so eine besonders hohe Materialdichte erzeugt werden kann, welche nötig ist, um den mechanischen Belastungen standzuhalten. Im Anschluss an den Schmiedeprozess werden der Rotorkörper auf Maß gedreht und die Nuten gefräst. Geschmiedete Rotoren sind damit – genau wie additiv gefertigte Bauteile – massiv und ungeblecht [4, 163]. Zudem können auch die Polkappen, die die Fliehkraftsicherung der Erregerwicklung übernehmen, elektrisch leitfähig sein [121]. Im Fall von Schenkelpolrotoren mit sehr großen Durchmessern werden die einzelnen Pole zuweilen auf das Rotorjoch geschraubt oder axial aufgeschoben, da es oft nicht möglich ist, den gesamten Rotorquerschnitt zusammenhängend zu fertigen.

Die Festigkeit der additiv verarbeiteten Materialien stellt also eine für die Machbarkeit kritische Größe dar. Ausschlaggebend für die resultierende Festigkeit und die Härte sind in jedem Fall die Dichte und die Mikrostruktur des Materials [164, 165]. Ein Vergleich zwischen einer additiv verarbeiteten und einer gegossenen schmiedbaren Eisenlegierung ist z.B. in [166] veröffentlicht. Dort ergab sich, dass die Zugfestigkeit der additiv gefertigten Proben mit 440 MPa sogar die nach Norm geforderte Zugfestigkeit überstieg. Die Härte der additiv gefertigten Proben lag mit bis zu 175 HB im Normbereich für die untersuchte Eisenlegierung. Zudem war die Oberflächenrauheit der additiv gefertigten Proben geringer als die der gegossenen Proben. In [164] bzw. [167] wurden am Beispiel einer additiv gefertigten Titanlegierung Härten von bis zu 360 HB erreicht, was die Härte konventionell gefertigter Proben sogar übertrifft. Eine Gegenüberstellung der mechanischen Eigenschaften von additiv gefertigten und von geschmiedeten Stahlproben ist in [165] zu finden. Darin erreichten die additiv gefertigten Proben eine Zugfestigkeit von 635 MPa und lagen damit nur knapp unterhalb der Zugfestigkeit der geschmiedeten Proben. Die Härte ist in beiden Fällen mit 207 HB bzw. 205 HB ebenfalls ähnlich. Ein im Rahmen von [30] additiv verarbeiteter Baustahl übertraf mit 1650 MPa sogar den üblichen Wert für die Zugfestigkeit dieses Werkstoffs.

Obleich die zuvor beschriebenen Ergebnisse meist nur an kleinen Prüfkörpern erzielt worden sind, lässt sich sagen, dass additiv gefertigte Bauteile bereits mechanische Eigenschaften aufweisen können, die auch für eine Anwendung in elektrischen Großmaschinen ausreichend sind. Zudem können mithilfe von thermischen Nachbehandlungen Gefügeveränderungen initiiert werden, die die spezifischen Materialparameter weiter positiv beeinflussen. Nichtsdestotrotz sind bis dato keine spezifischen Untersuchungen zum Lunkeranteil additiv gefertigter Proben im Vergleich zu geschmiedeten Bauteilen bekannt, was jedoch für die Anwendung in Rotoren großer Synchronmaschinen entscheidend wäre.

## 8.1.2 Ideen- und Konzeptphase

### Wahl der Referenzmaschinen

Für die vorliegende Konzeptstudie werden zwei elektrisch erregte Synchrongeneratoren – einer mit Vollpolrotor (VPSM) und einer mit Schenkelpolrotor (SPSM) – mit den in Tab. 8.2 gezeigten Parametern ausgewählt. Zur Verringerung des Rechenaufwands wurde auf die Modellierung

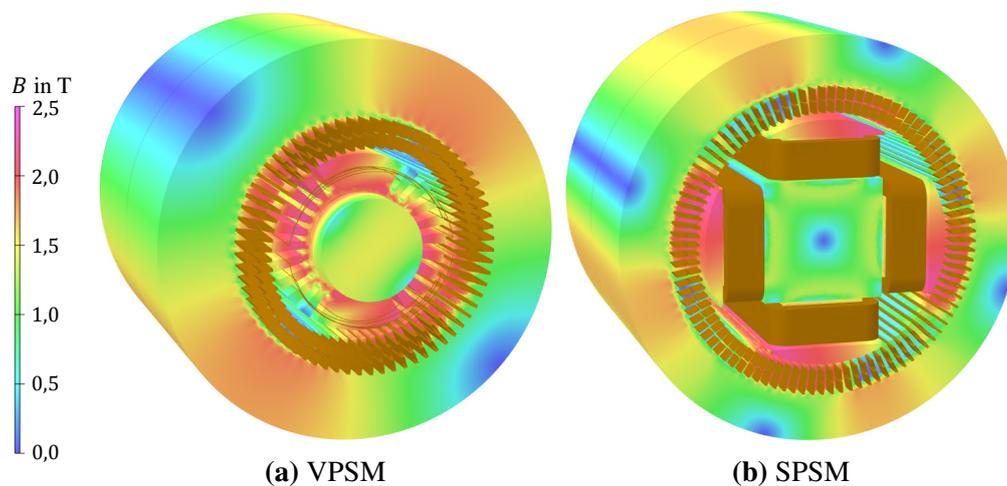
**Tabelle 8.2:** Referenzmaschinen der Konzeptstudie; Vollpol-Synchronmaschine (VPSM) und Schenkelpol-Synchronmaschine (SPSM)

	VPSM	SPSM
Bemessungswirkleistung $P_N$	30 MW	40 MW
Bemessungsdrehzahl $n_N$	3600 min <sup>-1</sup>	1500 min <sup>-1</sup>
Bemessungsspannung $U_N$	20,3 kV	13,5 kV
Bemessungsstrom $I_N$	1 kA	2 kA
Polpaarzahl $p$	1	2
Statornutzzahl $N_1$	66	96
Bohrungsdurchmesser $D_{\text{bohr}}$	822 mm	1250 mm
Statorlänge $l_1$	1860 mm	1630 mm

von radialen Kühlkanälen im Statoraktivteil verzichtet, sodass für die in Tab. 8.2 angegebene Statorlänge  $l_1 = l_{1,fe}$  gilt. Im Fall der VPSM erfolgt die Kühlung der Erregerwicklung durch axiale und radiale Kühlkanäle, wobei die Kühlluft axial am Nutgrund in den Rotor eintritt und durch Radialkanäle in der Erregerwicklung und den Nutverschlusskeilen in den Luftspalt wieder austritt. Die Kühlung der Erregerwicklung der SPSM erfolgt über die Pollücken sowie über zusätzliche axiale Kühlkanäle im Bereich zwischen Erregerwicklung und Polkern. Die Dämpfungswirkung wird im Fall der VPSM über elektrisch leitfähige Nutverschlusskeile und im Fall der SPSM über elektrisch leitfähige Polschuhe realisiert. Ein zusätzlicher Dämpferkäfig ist im vorliegenden Fall nicht ausgeführt. Für beide Generatoren wurden 3D-FE-Modelle erstellt, wobei erneut die FE-Software *Dassault Systèmes Opera* verwendet wurde. Die Flussdichteverteilung unter Last ist in Abb. 8.1 für beide Generatoren dargestellt. Aus den in Abschnitt 8.1.1 dargestellten Besonderheiten großer Synchronmaschinen lassen sich drei Maßnahmen ableiten, die im Folgenden am Beispiel der Referenzmaschinen diskutiert werden.

### Maßnahme 1: Flussführung im axialen Endbereich

Wie bereits in Abschnitt 6.4 dargestellt, sind die Flussführung im axialen Endbereich und der axial in den Stator eintretende Fluss Fragestellungen, denen mithilfe der neu gewonnenen Gestaltungsmöglichkeiten der Additiven Fertigung begegnet werden kann. Im Fall großer Synchronmaschinen kann es zudem vorkommen, dass das Rotoraktivteil und das Statoraktivteil



**Abbildung 8.1:** Darstellung der Flussdichteverteilung der untersuchten Generatoren unter Last;  
 (a) Vollpol-Synchronmaschine und  
 (b) Schenkelpol-Synchronmaschine

unterschiedliche axiale Längen aufweisen, was den Effekt des axial ausquellenden Luftspaltfelds ggf. noch weiter verstärken würde. Im vorliegenden Fall weisen die Polschuhe der SPSM eine axiale Länge von 1750 mm auf und sind somit beidseitig 60 mm länger als das Statoraktivteil. Die Maßnahme 1 beinhaltet also, die übliche Aufweitung des Luftspalts im axialen Endbereich rotorseitig dadurch zu erreichen, dass am axialen Ende der Rotordurchmesser kontinuierlich verringert wird.

### Maßnahme 2: Integration des Erregerwicklungskopfs

Der Erregerwicklungskopf sollte unabhängig von der Rotorbauform zur Reduktion der mechanischen Belastung der gekrümmten Wicklungselemente ebenfalls gegen Fliehkräfte gesichert werden [168]. Dies kann im Fall der SPSM über einen verlängerten Polschuh erfolgen. Im Fall von VPSM mit meist konzentrischer Erregerwicklung ist dies nicht ohne weiteres möglich. Auch wird im Fall herkömmlicher Erregerwicklungsköpfe meist nicht der gesamte von der Wicklung umschlossene Bereich mit weichmagnetischem Material gefüllt. Die Maßnahme 2 beinhaltet daher die Verlängerung des weichmagnetischen Aktivteils in axialer Richtung zur Integration des Erregerwicklungskopfs, um eine mögliche Erhöhung des Nutzflusses und gleichzeitige Fliehkraftsicherung zu erreichen.

### Maßnahme 3: Dreidimensionale Kühlkanalgestaltung

Grundsätzlich ist es vorteilhaft, Verlustwärme möglichst nah am Ort der Verlustentstehung abzuführen. Für elektrisch erregte Synchronrotoren entstehen Verluste in erster Linie in der Erregerwicklung, in der Dämpferwicklung sowie im weichmagnetischen Teil nahe der Rotoroberfläche. Mittels Additiver Fertigung können Hohlräume nun so in das Rotoreisen integriert werden, dass das Kühlmedium möglichst nah an diesen Hotspots vorbeigeführt wird. Es ist

jedoch davon auszugehen, dass die alleinige Kühlung der Wicklungsteile über Kühlkanäle im weichmagnetischen Teil nicht ausreicht, da die Wärme in diesem Fall zunächst die (in der Regel schlecht thermisch leitende) Nutisolierung überwinden muss. Eine direkte Kühlung der Leiter ist jedoch mittels Additiver Fertigung genauso möglich, wie z.B. in [65] gezeigt. Die Abfuhr von Verlustwärme stellt also in den meisten Fällen eine Ergänzung zur direkten Kühlung der Wicklung dar (vgl. z.B. [169]). Die Maßnahme 3 sieht also vor, mithilfe der Möglichkeiten der Additiven Fertigung neuartige, dreidimensionale Kühlgeometrien im weichmagnetischen Rotoraktivteil zu identifizieren, welche eine bestmögliche Entwärmung der Hotspots erlauben.

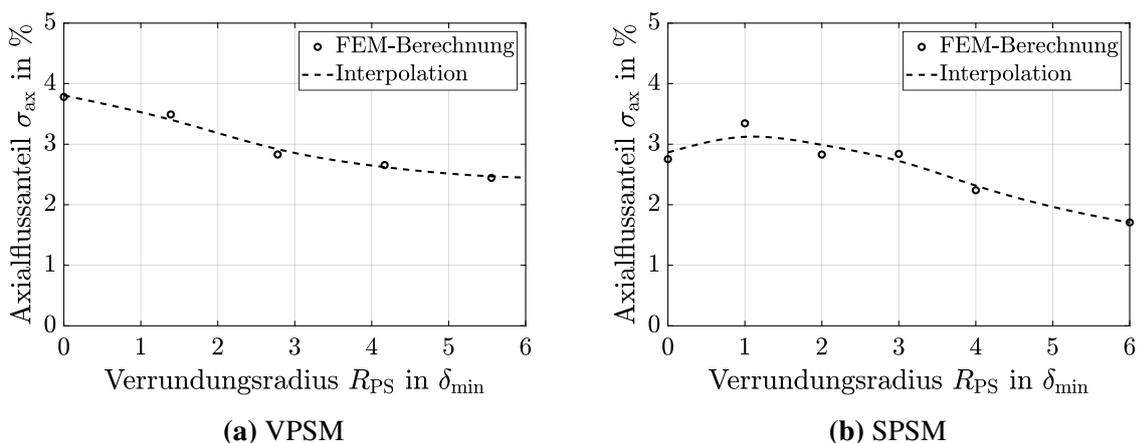
### 8.1.3 Prototypenphase

#### Umsetzung der Maßnahme 1

Zur Aufweitung des Luftspalts wurde der Rotorendbereich gemäß Abb. 6.18 (c) kontinuierlich mit dem Radius  $R_{PS}$  verrundet. Der Axialflussanteil wird im Folgenden mittels

$$\sigma_{ax} = \frac{\Phi_{1,ax}}{\Phi_{\delta}} \quad (8.1)$$

bestimmt, wobei  $\Phi_{1,ax}$  den axial in den Stator eintretende Fluss und  $\Phi_{\delta}$  den gesamten vom Rotor in den Stator übergehenden Fluss darstellen. Der Axialflussanteil als Funktion von  $R_{PS}$  ist für beide Rotorarten in Abb. 8.2 abgebildet. Im Fall der VPSM sinkt der Axialflussanteil für  $0 < R_{PS} < 5,5 \cdot \delta_{min}$  bis auf ca.  $\sigma_{ax} \approx 2,4 \%$ . Eine weitere Erhöhung von  $k_1$  führt im vorliegenden Fall zu keiner signifikanten Verbesserung. Im Fall der SPSM ist zu erkennen, dass der Axialflussanteil für  $R_{PS} \approx 1 \cdot \delta_{min}$  etwas höher berechnet wurde als für  $R_{PS} = 0$ . Dies kann dadurch erklärt werden, dass das Rotoraktivteil der SPSM ohnehin länger ist als das Statoraktivteil und dass kleine Verrundungen im axialen Endbereich die lokale Sättigung in



**Abbildung 8.2:** 3D-FE-Berechnungsergebnisse zum Axialfluss als Funktion der maximalen Luftspaltaufweitung  $\sigma_{ax}(R_{PS})$ ;  
**(a)** Vollpol-Synchronmaschine und  
**(b)** Schenkelpol-Synchronmaschine

diesem Bereich verringern. Für  $R_{PS} > 1 \cdot \delta_{\min}$  sinkt der Axialflussanteil dann mit steigendem  $R_{PS}$  bis auf  $\sigma_{ax} \approx 1,3\%$ .

Es ist also festzuhalten, dass eine Verrundung des axialen Endbereichs im Fall von Rotoraktivteilen mit  $l_2 = l_1$  stets zu einer Verringerung des Axialflussanteils führt. Im Fall von  $l_2 > l_1$  ist im Vergleich dazu die Wahl eines leicht größeren Verrundungsradius nötig, um denselben Effekt zu erreichen.

## Umsetzung der Maßnahme 2

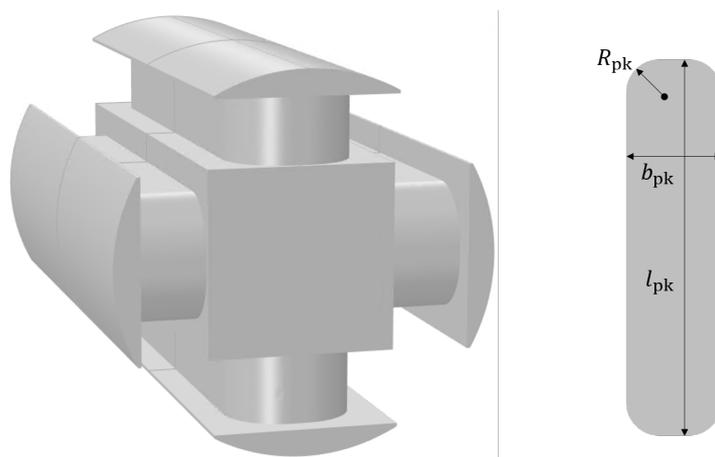
Wie im vorherigen Abschnitt ausgeführt, ist eine mögliche Integration des Erregerwicklungskopfs im Fall der SPSM mit Einzelpolwicklung einfacher zu realisieren als bei der VPSM mit konzentrischer Wicklung, sodass in diesem Abschnitt lediglich auf die SPSM eingegangen wird. Basierend auf der in [75] veröffentlichten Idee wurde bei der SPSM der Polkern entsprechend der axialen Ausdehnung des Erregerwicklungskopfs verrundet (s. Abb. 8.3), wobei damit im Gegensatz zu [75] auch der verrundete Bereich aus weichmagnetischem Material besteht. Begrenzt wird der maximal ausführbare Radius durch die Polkernbreite, sodass der Rundungsanteil mit

$$k_{PK} = \frac{2R_{PK}}{b_{PK}} \quad (8.2)$$

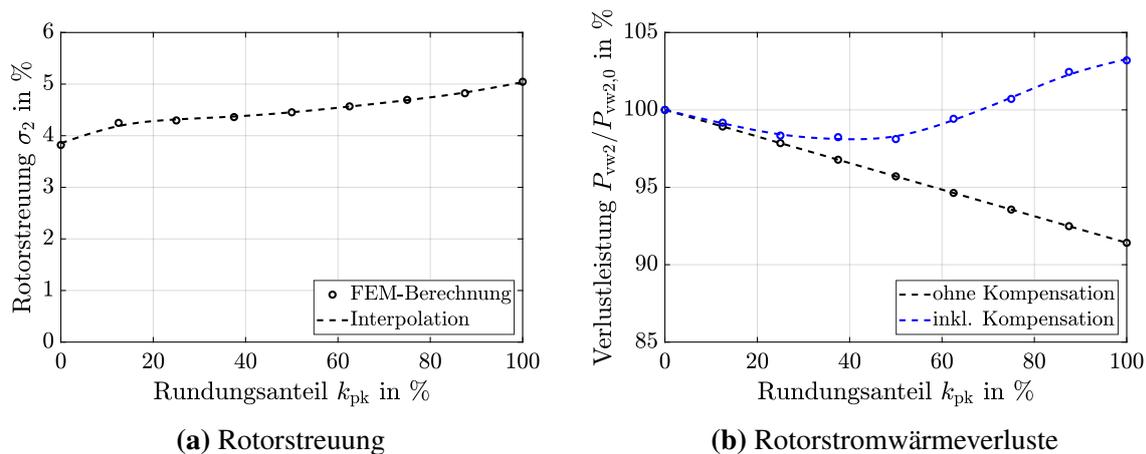
definiert wird. Über die Auswertung des Luftspaltflusses und des Polkernflusses kann die resultierende Rotorstreuung

$$\sigma_2 = \frac{\Phi_{PK} - \Phi_\delta}{\Phi_{PK}} \quad (8.3)$$

berechnet werden, deren Verlauf in Abhängigkeit von  $k_{PK}$  in Abb. 8.4 (a) dargestellt ist. Es ist zu erkennen, dass die Rotorstreuung mit steigendem  $k_{PK}$  ebenfalls steigt. Durch die Verrundung des Wicklungskopfs wird zudem die Leiterlänge der Erregerwindungen im Vergleich



**Abbildung 8.3:** links 3D-FE-Modell des Rotoraktivteils der SPSM mit  $b_{PK} = 400\text{mm}$  und  $R_{PK} = 175\text{mm}$ ;  
rechts Draufsicht des Polkerns



**Abbildung 8.4:** 3D-FE-Berechnungsergebnisse der SPSM;  
 (a) Rotorstreuung als Funktion des Rundungsanteils  $\sigma_2(k_{PK})$ ;  
 (b) Rotorstromwärmeverluste als Funktion des Rundungsanteils mit  
 $P_{vw,2}(k_{PK})/P_{vw,2}(k_{PK} = 0)$

zu einer Erregerspule ohne Rundung verringert. Dies wirkt sich zunächst vorteilhaft auf die Stromwärmeverluste aus, die für einen konstanten Erregerstrom linear mit steigendem  $k_{PK}$  fallen (schwarze Linie in Abb. 8.4 (b)). Allerdings ist für einen validen Vergleich der Effekt der erhöhten Rotorstreuung zu kompensieren. Dies bedeutet, dass bei steigender Rotorstreuung ein höherer Erregerstrom nötig ist, um im Stator die gleiche Spannung zu induzieren. Die blaue Linie in Abb. 8.4 (b) zeigt die Ergebnisse dieser Simulationsreihe mit zur Kompensation der Rotorstreuung angepasstem Erregerstrom. Es zeigt sich, dass die Rotorstromwärmeverluste bei ca.  $k_{PK} \approx 35\%$  ein Minimum aufweisen und für  $k_{PK} > 70\%$  höher sind als beim Referenzmodell ohne Polkernverrundung.

### Umsetzung der Maßnahme 3

Bei der Gestaltung von Kühlkanälen ist in erster Linie der Druckunterschied zwischen dem Ein- und dem Auslass des Kühlkanals entscheidend [170]. Ein Druckunterschied kann bereits allein durch die Drehung des Rotors initiiert werden, sofern Ein- und Auslass auf unterschiedlichen Radien platziert werden. Die im Kühlkanal befindliche Luft erfährt dann die Zentrifugalkraft und wird in radialer Richtung beschleunigt. Da sich das Kühlmedium auf der Strecke durch den Rotor bereits erwärmt, ist die erwartete Kühlleistung am Eintritt größer als am Austritt [171]. Anstelle der verbreiteten axialen und radialen Kühlkanäle können mittels Additiver Fertigung leicht schräg bzw. diagonal verlaufende Kühlkanalgeometrien implementiert werden. Soll insbesondere die Rotoroberfläche gekühlt werden, ist der Kühlkanal so zu konstruieren, dass der Kühlkanal im weichmagnetischen Teil nahe der Rotoroberfläche verläuft und/oder die Kühlluft in den Luftspalt geleitet wird. Im Fall einer beidseitigen Diagonalkühlung ist darauf zu achten, dass sich die Kühlkanäle nicht kreuzen. Grundsätzlich bringen Kühlkanäle im weichmagnetischen Teil im Betrieb zusätzliche lokale mechanische Spannungserhöhungen mit sich, die eine weitere Betrachtung bedingen. Die Erhöhung des magnetischen Spannungsabfalls über dem Polkern und ggf. über dem Polschuh ist ebenfalls zu berücksichtigen. Im Rahmen der vorliegen-

den Arbeit ist die Untersuchung diesbezüglich jedoch auf die Identifikation unterschiedlicher Kühlkonzepte begrenzt und wird daher nicht weiter vertieft.

### 8.1.4 Bewertungsphase

Die Bewertung erfolgt anhand einer SWOT-Analyse, die auch allgemeine Aspekte zur Metalladditiven Fertigung enthält. Die Ergebnisse sind in Tabelle 8.3 zusammengefasst. Das große

**Tabelle 8.3:** SWOT-Analyse zur Bewertung der Additiven Fertigung von Rotoren großer Synchronmaschinen

<b>Stärken (S)</b>	<b>Schwächen (W)</b>
3D-Gestaltungsfreiheit, vorteilhaft bei Sonderanfertigungen, erhöhter Leichtbaugrad, werkzeuglose Fertigung, verringerte Fertigungstiefe	begrenzter Bauraum, geringe Aufbaurate, ggf. Nachbearbeitungen nötig, ökonomische Grenzen
<b>Chancen (O)</b>	<b>Risiken (T)</b>
verbesserte Flussführung Integration der Erreger- Wicklungsköpfe (SPSM) neuartige Kühlkonzepte	mechanische Belastungen, Materialqualität, Materialeigenschaften, Prozesssicherheit

Potential der 3D-Gestaltungsfreiheit ist für den Elektromaschinenbau bereits in einer Vielzahl von Veröffentlichungen (vgl. Abschnitt 2.4) bestätigt worden. Große Synchronrotoren bieten sich grundsätzlich für die Additive Fertigung an, da sie meist in sehr geringer Stückzahl gefertigt werden und keine kostenintensiven Werkzeuge gefertigt werden müssen. Bekannte Schwächen der Metalladditiven Fertigung, die ebenso für Rotoren großer Synchronmaschinen zutreffen, sind in erster Linie der begrenzte Bauraum sowie die Notwendigkeit teils aufwändiger Nachbehandlungen. Die Prozesssicherheit und die mechanische Festigkeit konnten zwar ebenfalls in einer Reihe von Studien bestätigt werden, jedoch meist nur an kleinen Prüfkörpern. Nichtsdestotrotz bietet die Vorstellung, auch im Fall großer Synchronrotoren den weichmagnetischen Teil des Rotors dreidimensional gestalten zu können, Verbesserungspotential hinsichtlich der Flussführung und der Integration der Erregerwicklungsköpfe sowie – falls nötig – der Implementierung neuartiger Kühlkonzepte.

Alles in allem ist es nach dem aktuellen Stand der Technik im Bereich der Metalladditiven Fertigung noch nicht möglich, Rotoren großer Synchronmaschinen zu fertigen. Sollten sich die prozessbedingten Grenzen insbesondere zugunsten größerer Bauräume und der prozesssicheren Fertigung hoch qualitativer, lunkerfreier Komponenten verschieben, kann durch Nutzung von Additiver Fertigung die Ausnutzung von elektrisch erregten Synchronmaschinen erhöht werden.

## 8.2 Additiv gefertigte PM-Rotoren für Flugzeugantriebe

Im Rahmen der zweiten Anwendungsstudie soll die Nutzung der Additiven Fertigung in PMSMs von elektrisch angetriebenen Flugzeugen untersucht werden, wobei neben dem Rotor auch die vorteilhafte Anwendung der Additiven Fertigung in der Wicklung und im Gehäuse untersucht wird. Dabei bieten sich Flugantriebe als Anwendungsgebiet für die Additive Fertigung insofern an, als dass Komponenten im Bereich der Luft- und Raumfahrt in der Regel in geringen Stückzahlen gefertigt werden und Skaleneffekte somit naturgemäß weniger stark ins Gewicht fallen.

Beim Einsatz in Flugantrieben sind Antriebssysteme besonderen Umgebungsbedingungen wie z.B. hohen Temperatur- und Luftdruckschwankungen ausgesetzt. Hinsichtlich der elektrischen Maschine ist zudem eine besonders hohe Leistungs- und Drehmomentdichte gefordert, welche sich neben der elektromagnetischen Dimensionierung auch durch die Nutzung neuartiger Werkstoffe erhöhen lässt [172]. Auch ist im Bereich der Luft- und Raumfahrt grundsätzlich ein hoher Leichtbau- sowie Wirkungsgrad vorteilhaft und die Bauteile müssen zudem besondere Anforderungen hinsichtlich der Ausfallsicherheit und der Redundanz erfüllen [173].

### 8.2.1 Evaluation des Technologie-Reifegrads

Elektrische oder hybrid-elektrische Antriebssysteme sind bereits erfolgreich in Kleinflugzeugen getestet worden [174, 175, 176]. Auch ist das Potential der Metalladditiven Fertigung im Bereich der Luft- und Raumfahrt bereits in einer Reihe von Veröffentlichungen belegt worden [59, 177]. Die quantitative Erfassung der technischen Potentiale eines Einsatzes der Additiven Fertigung für elektrische Maschinen für Flugzeugantriebe ist bis dato allerdings nicht bekannt. Eine mögliche Skala zur Bewertung des technischen Entwicklungsstands bietet der sog. Technologie-Reifegrad (engl.: Technology Readiness Level, TRL) nach [178]. Das Modell ist in Abb. 8.5 dargestellt. Anhand der neun Stufen des TRL werden im Folgenden die einzelnen Komponenten

TRL 9	System/Technologie ist nachweislich für den Einsatz qualifiziert
TRL 8	System/Technologie ist funktionstüchtig
TRL 7	System- oder Prototypentests unter Realbedingungen
TRL 6	System- oder Prototypentests in der Einsatzumgebung
TRL 5	Validierung anhand von Versuchsaufbauten in der Einsatzumgebung
TRL 4	Validierung anhand von Versuchsaufbauten unter Laborbedingungen
TRL 3	Analytischer und experimenteller Nachweis der Grundfunktionalität
TRL 2	Technologiekonzept und/oder Anwendung ist formuliert
TRL 1	Grundlegendes Funktionsprinzip ist beobachtet und beschrieben

**Abbildung 8.5:** Skala des Technologie-Reifegrad-Modells nach [178]

der elektrischen Maschine hinsichtlich ihres Technologie-Reifegrads im Bereich der Additiven Fertigung sowie im Hinblick auf einen möglichen Einsatz in Flugzeugantrieben bewertet. Grundlage dafür bildet der Stand der Forschung der einzelnen Komponenten.

### **Rotorkern**

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit sowie in vorangegangenen Studien (z.B. [28, 30]) konnte gezeigt werden, dass es durch die Additive Fertigung des weichmagnetischen Teils von PM-Rotoren möglich ist, den Leichtbaugrad und die gravimetrische Leistungsdichte der Maschine zu erhöhen. Dazu wurden gängige Eisen-Silizium- und Eisen-Kobalt-Legierungen untersucht. Im Rahmen von Parameterstudien konnten die spezifischen mechanischen und elektromagnetischen Materialkennwerte sowie zur Verarbeitung vorteilhafte Prozessparameter ermittelt werden. Letztlich konnten additiv gefertigte Funktionsmuster bereits in realen Antriebssystemen messtechnisch untersucht werden, sodass für die Additive Fertigung des Rotorkerns im Allgemeinen der Technologie-Reifegrad TRL 5 besteht. Explizite Untersuchungen von additiv gefertigten Rotoren für den Einsatz in Elektroflugzeugen mit der damit verbundenen besonderen Einsatzumgebung sind bis dato allerdings nicht bekannt, sodass dahingehend lediglich der TRL 4 erreicht wird.

### **Statorkern**

Wie bereits in Abschnitt 1 ausgeführt, ist im Statorkern aus magnetischer Sicht neben einer hohen Permeabilität auch die Unterdrückung von Wirbelstromeffekten entscheidend. Mittels *Laserstrahlschmelzen* gefertigte massive, elektrisch leitfähige Statoren wären daher nicht geeignet, die geforderten hohen Leistungsdichten zu erfüllen. Obgleich die Forschung im Bereich des Multi-Materialdrucks voranschreitet (siehe z.B. [179]), ist die Additive Fertigung filigraner Isolierungen zwischen Bereichen weichmagnetischen Materials noch nicht in der Qualität möglich, die mithilfe konventioneller Fertigung erzielt werden kann. In [60, 180] veröffentlichte Studien unterstreichen dies. Auch wenn bereits Statoren additiv gefertigt wurden, ist die Grundfunktionalität bis dato nur bedingt gegeben. Somit wird die Additive Fertigung von Statoren sowohl im Allgemeinen als auch für den Einsatz als Flugantrieb mit TRL 2 bewertet.

### **Wicklung**

Zur Additiven Fertigung einzelner Spulen ist ebenfalls die gleichzeitige Verarbeitung von Leitermaterial und Isolierung vorteilhaft. So werden z.B. in [181] Spulen im Multi-Materialdruckverfahren aus Kupfer und Keramik präsentiert, die eine maximale Stromdichte von  $14 \text{ A/mm}^2$  führen können. Dass noch deutlich höhere Stromdichten möglich sind, ist in [172] am Beispiel einer möglichen Anwendung im Elektroflugzeug gezeigt. Darin wurden mittels Lasersintern additiv gefertigte Spulen mit integrierten Kühlkanälen einer Stromdichte von bis zu  $100 \text{ A/mm}^2$  ausgesetzt. Somit wird die Additive Fertigung von Wicklungen im Allgemeinen mit TRL 4 und im Hinblick auf den Einsatz als Flugantrieb mit TRL 3 kategorisiert.

## Magnete

Konventionell hergestellte Hochenergiemagnete erreichen Energiedichten von mehr als  $(BH)_{\max} = 500 \text{ kJ/m}^3$ , wobei diesbezüglich insbesondere NdFeB-Magnete im Vergleich zu anderen verbreiteten Magnetwerkstoffen dominieren [121, 182]. Ein Problem bei der additiven Verarbeitung von Magnetwerkstoffen mittels *Laserstrahlschmelzen* ist, dass beim Aufschmelzen die Mikrostruktur des Pulvers verändert wird, was oft in einer verringerten Energiedichte resultiert. So erreichten in [183] mittels *Laserstrahlschmelzen* gefertigte NdFeB-Magnete lediglich eine Remanenzflussdichte von  $B_r = 0,55 \text{ T}$ . Alternative Fertigungsverfahren, bei denen die Metallpartikel durch einen amagnetischen Binder verbunden werden, führen ebenfalls zu signifikanten Verringerungen von  $(BH)_{\max}$  [184]. In [184] werden zwar additiv gefertigte Magnete mit einer Koerzitivfeldstärke von bis zu  $H_{cJ} = 1273 \text{ kA/m}$  präsentiert, die jedoch eine sehr geringe Remanenzflussdichte aufweisen. Ähnliche Ergebnisse sind in [185] zu finden, wo mit einer Koerzitivfeldstärke von  $H_{cJ} = 886 \text{ kA/m}$  lediglich eine Energiedichte von  $(BH)_{\max} = 63 \text{ kJ/m}^3$  erreicht wurde. Es zeigt sich, dass additiv gefertigte Magnete noch nicht die Energiedichten konventionell hergestellter Hochenergiemagnete erreichen. Somit ergibt sich sowohl für die Additive Fertigung im Allgemeinen als auch für die Verwendung in Flugzeugantrieben TRL 2.

## Gehäuse

Die Möglichkeiten der Additiven Fertigung können im Gehäuse in erster Linie dafür genutzt werden, den Leichtbaugrad zu erhöhen oder eine neuartig gestaltete Kühlung zu integrieren. Zur Gewichtsreduktion können vorteilhaft Leichtbau-Gitterstrukturen eingesetzt werden, welche bei signifikanter Gewichtsreduktion noch verhältnismäßig gute Festigkeitskennwerte aufweisen. So weist in [30] eine kubisch-raumzentrierte Gitterstruktur bei einer Gewichtsreduktion von mehr als 97 % im Vergleich zu Vollmaterial noch gut 36 % der Zugfestigkeit des Vollmaterials auf. In [60] konnte das Gewicht eines additiv gefertigten Gehäuses um 30 % reduziert werden. Einer möglichen Bauraumbegrenzung kann wiederum damit begegnet werden, dass einzelne Gehäusesegmente gefertigt und dann zusammengesetzt werden [60]. Die dreidimensionale Gestaltung der Kühlkanäle erlaubt es, das Kühlmedium möglichst nah am Ort der Verlustentstehung vorbeizuführen. Auch könnten die Kühlkanalinnenseiten so gestaltet werden, dass ein verbesserter Wärmeübergang auf das Kühlmedium erfolgt. Da bei additiv gefertigten Bauteilen mittlerweile Dichten von mehr als 99,9 % erreicht werden können, ist auch die Nutzung einer Flüssigkeitskühlung möglich. Weiterhin entfällt im Gehäuse die Notwendigkeit, weichmagnetisches Material zu verwenden, sodass auf eine Vielzahl verfügbarer Materialien zurückgegriffen werden kann. Insgesamt kann der Technologie-Reifegrad für additiv gefertigte Gehäuse im Allgemeinen zu TRL 4 und im Speziellen zu TRL 3 bestimmt werden.

## Lager

Wälzlager bestehen aus einem Innenring, einem Außenring, Wälzkörpern und einem die Wälzkörper umfassenden Lagerkäfig. In [186] wurden Lagerkäfige mit unterschiedlichen additiven Fertigungsverfahren und aus unterschiedlichen Materialien gefertigt. Allerdings entsprachen die Resultate, insbesondere aufgrund der hohen Oberflächenrauheit, nicht dem Industriestandard.

Signifikanter technischer Fortschritt kann wiederum nur dadurch erreicht werden, dass die Präzision und die Maßhaltigkeit der Fertigungsverfahren erhöht werden. Insofern ergibt sich für die Additive Fertigung von Lagern im Allgemeinen TRL 2 und für den Einsatz in Flugantrieben TRL 1.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass der Technologie-Reifegrad sehr unterschiedlich fortgeschritten ist. Begrenzt wird der aktuelle TRL meist durch die Präzision der Fertigungsverfahren. Nichtsdestotrotz erfolgt im folgenden Abschnitt beispielhaft die Dimensionierung einer PMSM für einen Flugantrieb und die Diskussion ausgewählter Parameter.

## 8.2.2 Entwurf einer PMSM für Flugantriebe

In diesem Abschnitt werden ausgewählte, mittels Additiver Fertigung beeinflussbare Maschinenparameter variiert. Der Berechnungsgang zur Grobdimensionierung des Antriebs erfolgt dabei analytisch in Anlehnung an [4] bzw. [172]. Danach lassen sich die Abmessungen der Aktivteile in Relation zu den Bemessungswerten bzw. zur elektromagnetischen Beanspruchung bestimmen. Zentral ist dabei die sog. Entwurfsleichung für Synchronmotoren

$$P_s = \frac{P_{\text{mech}}}{\eta \cos(\varphi)} = C_s \cdot D_{\text{bohr}}^2 l_i \cdot n \quad (8.4)$$

mit der Scheinleistung  $P_s$ , der mechanischen Leistung  $P_{\text{mech}}$ , dem Wirkungsgrad  $\eta$ , dem Leistungsfaktor  $\cos(\varphi)$  und dem Ausnutzungsfaktor

$$C_s = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \xi_p \frac{U_1}{U_{i,p}} A \hat{B}_p \cdot \quad (8.5)$$

Die Abmessungen der einzelnen Abschnitte des Aktivteils lassen sich durch Vorgabe von Maximalflussdichten und elektrischen Randbedingungen berechnen.

Beispielhaft soll im Folgenden zunächst eine Parametervariation zur Identifizierung günstiger Hauptabmessungen einer PMSM für Flugantriebe erfolgen. Im Anschluss daran erfolgt beispielhaft die Untersuchung des Nutfüllfaktors  $k_n$  und des Rotorstreufusses  $\sigma_2$  im Fall v-förmig vergrabener Magnete, da sowohl  $k_n$  als auch  $\sigma_2$  mithilfe der Additiven Fertigung vorteilhaft beeinflusst werden können.

### 8.2.2.1 Grobdimensionierung

Als Referenzflugzeug wird ein Regionalflugzeug von der Größe einer *Bombardier DHC-8-400* mit Turboprop-Triebwerken des Modells *PW150A* ausgewählt. Weiterhin wird angenommen, dass das Flugzeug mit Verstellpropellern ausgestattet ist, sodass die Dimensionierung für eine

feste Drehzahl erfolgen kann. Dimensionierungskritisch für Flugantriebe ist dabei die Startphase, da während dieser das höchste Drehmoment abgerufen wird. Die Reiseflugphase sowie die Landung sind dagegen aus Sicht des Antriebs weniger kritisch. Zur Wahl des Referenzflugzeug wurden eine Reihe von Randbedingungen definiert, um beispielhaft den Dimensionierungsprozess und die grundlegenden Zusammenhänge eines PM-Motors für Flugantriebe aufzuzeigen. Diese orientieren sich am Stand der Forschung sowie an üblichen hoch ausgenutzten elektrischen Maschinen. Die Randbedingungen sind in Tab. 8.4 aufgelistet. Dabei fällt insbesondere

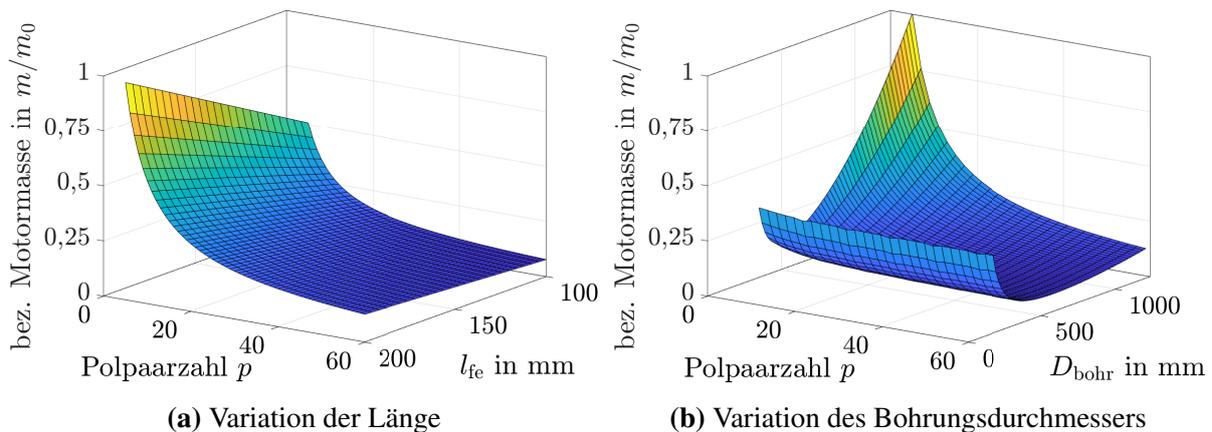
**Tabelle 8.4:** Randbedingungen zur Grobdimensionierung einer PMSM für ein Regionalflugzeug

Leistung $P_{\text{mech}}$	3,7 MW
Drehmoment $M_{\text{prop}}$	34,6 kNm
Drehzahl $n_{\text{prop}}$	1021 $\text{min}^{-1}$
Getriebeübersetzung $\dot{i} = n_{\text{N}}/n_{\text{prop}}$	5
Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$	0,7
Wirkungsgrad $\eta$	0,96
max. Stromdichte $J_{\text{max}}$	42 A/mm <sup>2</sup>
Polpaarzahl $p$	5...60
Eisenlänge $l_{\text{fe}}$	100...200 mm
Bohrungsdurchmesser $D_{\text{bohr}}$	200...1250 mm

die hohe Stromdichte auf, die für die geforderte Leistungs- und Drehmomentdichte essentiell ist. Dies führt dazu, dass der weichmagnetische Teil stark gesättigt wird. Weiterhin wird eine Bruchlochwicklung mit  $q = 2/5$  und  $m = 3$  eingesetzt. Die Parameter  $p$ ,  $l_{\text{fe}}$  und  $D_{\text{bohr}}$  werden in definierten Grenzen variiert und der Einfluss auf die resultierende Motormasse untersucht. Die Berechnung der Einzelmassen der jeweiligen Abschnitte des Aktivteils erfolgt auf Basis von [4, 172], wo der vollständige Gleichungssatz zur Grobdimensionierung zu finden ist. Die Ergebnisse sind in Abb. 8.6 dargestellt. Es zeigt sich, dass die Wahl einer großen Polpaarzahl grundsätzlich vorteilhaft für die resultierende Motormasse ist. Allerdings kann  $p$  aufgrund der Stromverdrängung bei hohen Frequenzen nicht beliebig hoch gewählt werden. Weiterhin bieten sich tendenziell hohe Bohrungsdurchmesser und kleine axiale Längen an, um das geforderte Drehmoment bei relativ kleiner Motormasse zu realisieren.

### 8.2.2.2 Untersuchungen zum Nutzfüllfaktor

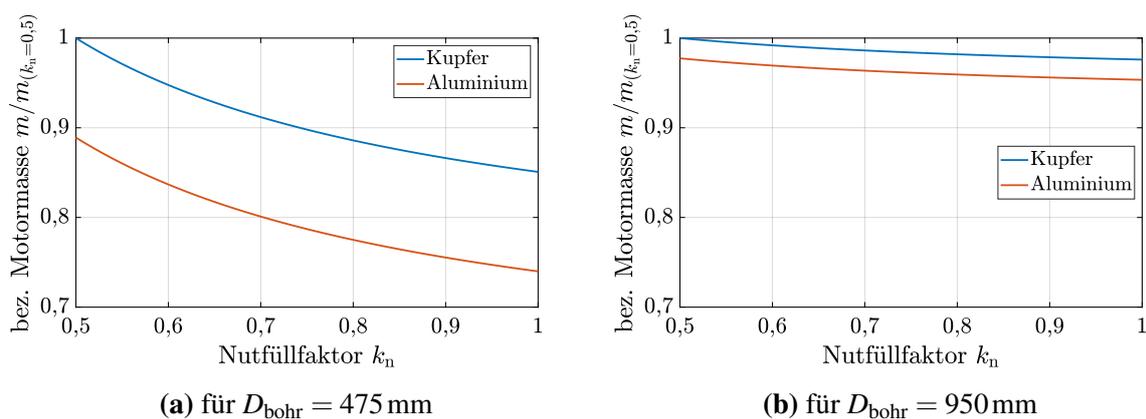
Zur Realisierung einer hohen Stromdichte ist ein hoher Nutzfüllfaktor  $k_{\text{n}}$  vorteilhaft. Zudem kann anstelle von Kupfer Aluminium als Leitermaterial verwendet werden, welches eine im Vergleich zu Kupfer um ca. 70 % geringere Dichte aufweist. Allerdings besitzt Aluminium eine



**Abbildung 8.6:** Darstellung der berechneten Motormasse (bezogen auf die Motormasse  $m_0 = m(p = 5, l_{fe} = 120 \text{ mm}, D_{bohr} = 1250 \text{ mm})$ )  
 (a) als Funktion der Polpaarzahl und der Länge  $m = f(p, l_{fe}, D_{bohr} = 950 \text{ mm})$   
 (b) als Funktion der Polpaarzahl und des Bohrungsdurchmessers  $m = f(p, D_{bohr}, l_{fe} = 120 \text{ mm})$

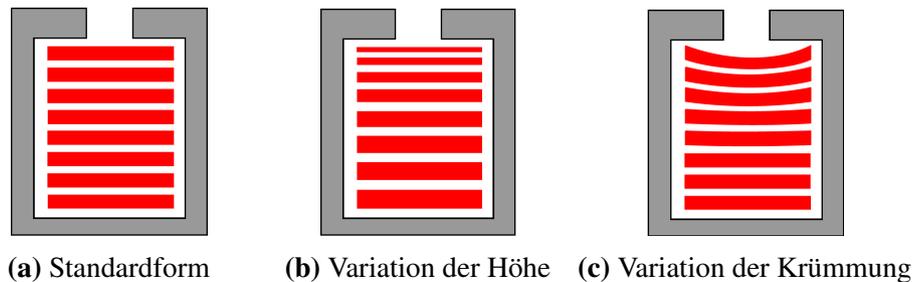
um ca. 36 % geringere elektrische Leitfähigkeit, sodass mit erhöhten Stromwärmeverlusten zu rechnen ist. In Abb. 8.7 ist der Zusammenhang zwischen der auf die Motormasse bei  $k_n = 0,5$  und bei Verwendung von Kupfer als Leitermaterial bezogenen Motormasse beispielhaft für zwei unterschiedliche Bohrungsdurchmesser dargestellt. Es zeigt sich, dass durch die Wahl von Aluminium als Leitermaterial die Gesamtmasse insbesondere für kleine Bohrungsdurchmesser reduziert werden kann.

Der Vorteil der Additiven Fertigung ist nun, dass die Statorwicklung auch dreidimensional so gestaltet werden kann, dass sie die Nut bestmöglich ausfüllt und dass gleichzeitig eine



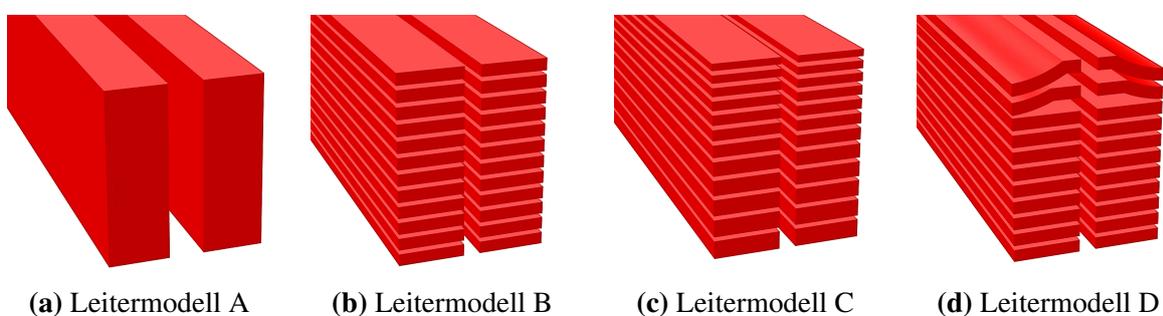
**Abbildung 8.7:** Prinzipielle Darstellung der auf die Motormasse bei  $k_n = 0,5$  und bei Verwendung von Kupfer als Leitermaterial bezogenen Motormasse und Abhängigkeit vom Nutfüllfaktor  
 (a) für  $l_{fe} = 120 \text{ mm}$  und  $D_{bohr} = 475 \text{ mm}$   
 (b) für  $l_{fe} = 120 \text{ mm}$  und  $D_{bohr} = 950 \text{ mm}$

Verringerung der Stromwärmeverluste erreicht wird. Ansätze dazu sind bereits in [187, 188] veröffentlicht. In beiden Fällen steht die Gestaltung der einzelnen Windungen, die nahe der Nutöffnung liegen, im Vordergrund, um die Wirbelstromeffekte durch die vom Luftspalt in die Nut quellenden Feldkomponenten zu verringern. Abb. 8.8 zeigt schematisch die Schnittansichten von drei möglichen Gestaltungsansätzen. Im Standardfall (Abb. 8.8 (a)) ist die Höhe aller

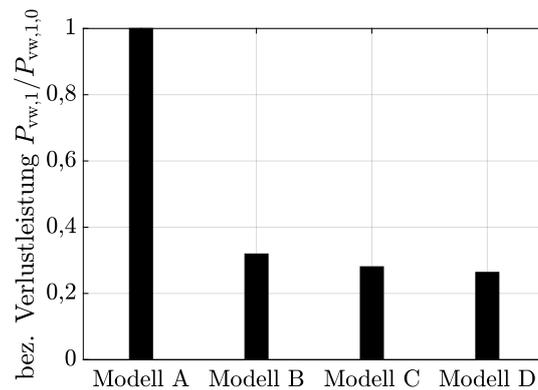


**Abbildung 8.8:** Schematische Darstellung einer Nut mit unterschiedlicher Gestaltung der Wicklung (grau: Zahn, Joch und Zahnkopf; rot: Wicklung); vgl. [187]

Windungen unverändert. In Abb. 8.8 (b) wird die Windungshöhe zur Notöffnung hin schrittweise reduziert und in Abbildung 8.8 (c) werden die Windungen nahe der Nutöffnung dem Verlauf der vom Luftspalt in die Nut quellenden Feldlinien folgend gekrümmt. Die exakte Geometrie von Abb. 8.8 (c) ist streng genommen mithilfe genetischer Algorithmen zu identifizieren und soll hier nicht weiter vertieft werden. Vielmehr wurden die in Abb. 8.9 gezeigten Wicklungsgeometrien untersucht, indem in Anlehnung an Abb. 8.8 ein 3D-FE-Modell einer Nutteilung aufgebaut wurde. Dadurch, dass die Leiter axial über den weichmagnetischen Kern hinaus modelliert wurden, konnten auch dreidimensionale Effekte im Stirnbereich berücksichtigt werden. Der Rotor wurde als magnetischer Rückschluss simuliert. Die Wicklung wurde mit einem Wechselstrom mit  $I_1 = 1,7\text{kA}$  und  $f_1 = 1,0\text{kHz}$  gespeist und es wurden die resultierenden Wirbelstromverluste ausgewertet. Dabei dient das Leitermodell A lediglich als Referenz. Leitermodell B entspricht der Standardform aus Abb. 8.8 (a) mit je zwei nebeneinander in der Nut liegenden Leitern. Analog dazu entspricht Leitermodell C der in Abb. 8.8 (b) gezeigten Skizze. Leitermodell D wird im späteren Verlauf dieses Abschnitts erläutert.

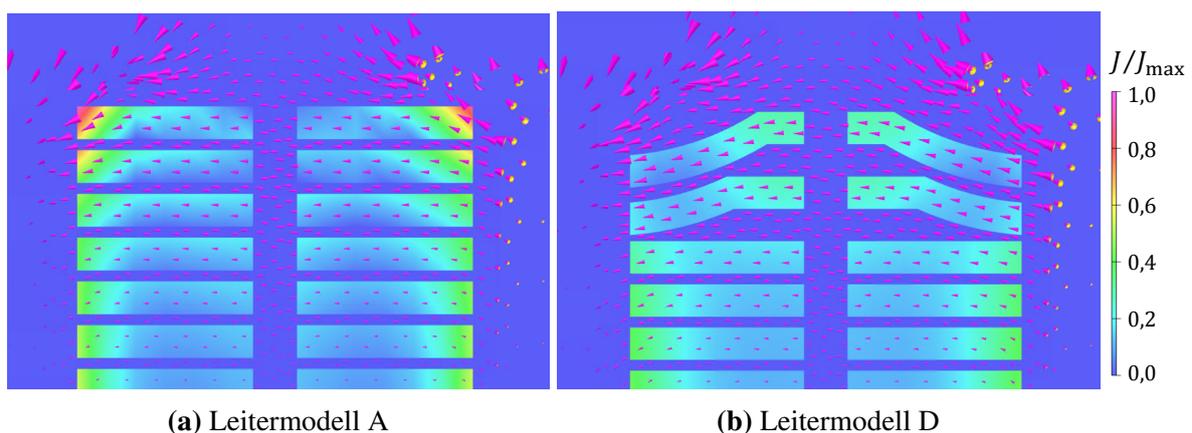


**Abbildung 8.9:** 3D-FE-Modelle unterschiedlich gestalteter Leiteranordnungen (weichmagnetischer Teil und Luftregion ausgeblendet)



**Abbildung 8.10:** FE-berechnete Stromwärmeverluste der unterschiedlichen Leitergeometrien aus Abb. 8.9 bei  $I_1 = 1,7\text{ kA}$  und  $f_1 = 1,0\text{ kHz}$

Ein Vergleich der resultierenden Wirbelstromverluste ist in Abb. 8.10 gezeigt. Es fällt auf, dass die Verlustleistung im Fall der Leitermodelle B, C und D deutlich reduziert wird. Weiterhin führt Leitermodell C auf eine leicht geringere Verlustleistung als Leitermodell B. Die geringste Verlustdichte weist allerdings Leitermodell D auf. Dies kann dadurch erklärt werden, dass bei der simulierten Stromdichte von  $J = 42\text{ A/mm}^2$ , die für die geforderte Drehmomentdichte erforderlich ist, die Statorzähne und -zahnköpfe stark gesättigt werden. Dadurch treten im Übergangsbereich vom Zahn in den Zahnkopf vermehrt Feldanteile in die Nut ein, die insbesondere dort Wirbelstromeffekte zur Folge haben (s. Abb. 8.11). Leitermodell D mit der an den Feldverlauf angelehnten Geometrie wirkt sich diesbezüglich vorteilhaft aus. Es ist zu erwarten, dass bei zusätzlich stark gesättigtem Joch ein ähnlicher Effekt auch im Übergangsbereich vom Zahn auf das Joch auftritt, sodass weitere geometrische Anpassungen der Wicklung am Nutgrund vorteilhaft sein könnten.



**(a)** Leitermodell A

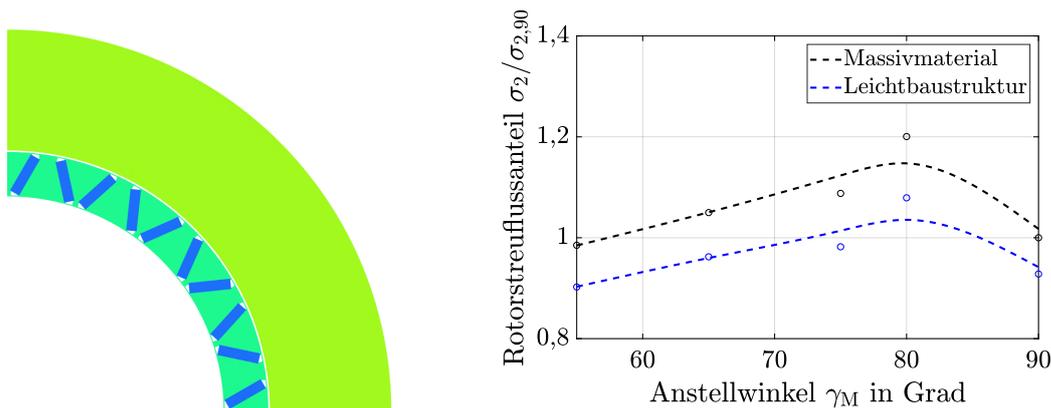
**(b)** Leitermodell D

**Abbildung 8.11:** Flussdichtevektoren und Stromdichteverteilung zum Zeitpunkt  $t = 0,3\text{ ms}$ ; gezeigt ist der obere Teil der Nut mit dem Übergangsbereich zwischen dem Zahn und dem Zahnkopf; **(a)** Leitermodell A und **(b)** Leitermodell D

### 8.2.2.3 Untersuchungen zur Rotorstreuung bei Variation des Anstellwinkels der Magnete

Im Verlauf der vorliegenden Arbeit wurden in den Kapiteln 5 bis 7 insbesondere PM-Rotoren mit balkenförmig vergrabenen Magneten untersucht. Da sich mit v-förmig oder speichenförmig vergrabenen Magneten allerdings höhere Luftspaltflussdichten realisieren lassen, eignen sich diese Anordnungen besonders für PM-Rotoren in Flugantrieben. Wie in Abschnitt 5.2 gezeigt, stellt der Rotorstreufuss eine entscheidende Dimensionierungsgröße dar, die mittels Additiver Fertigung vorteilhaft beeinflusst werden kann.

Der Anstellwinkel der Magnete  $\gamma_{PM}$  beschreibt die Neigung der Magnetisierungsachse der Magnete zur geometrischen d-Achse. Für balkenförmig vergrabene Magnete gilt dann  $\gamma_{PM} = 0^\circ$  und für speichenförmig vergrabene Magnete dementsprechend  $\gamma_{PM} = 90^\circ$ . Bei dem in Abb. 8.12 links dargestellten Beispielmodell mit  $p = 10$  und  $D_{bohr} = 250\text{ mm}$  sowie einem Stator, der als magnetischer Rückschluss simuliert wurde, ergibt sich für den Rotorstreufuss nach (5.1) die in Abb. 8.12 rechts dargestellte Abhängigkeit vom Anstellwinkel. Dabei ist lediglich der Bereich



**Abbildung 8.12:** links: FE-Modell eines Beispielrotors mit vergrabenen Magneten mit  $p = 10$ ,  $D_{bohr} = 250\text{ mm}$  und  $\gamma_{PM} = 60^\circ$  sowie  
rechts: FE-berechneter Rotorstreufuss  $\sigma_2$  als Funktion des Anstellwinkels der Magnete im Leerlauf; der Stator wurde als magnetischer Rückschluss simuliert; die Werte sind normiert auf  $\sigma_{2,90} = \sigma_2(\gamma_{PM} = 90^\circ)$  bei Simulation der Streustege als Massivmaterial

$\gamma_{PM} > 55^\circ$  dargestellt, da Magnete mit kleineren Anstellwinkeln sich nicht mehr im zur Verfügung stehenden Bauraum unterbringen ließen. Ohnehin sind in hoch ausgenutzten Maschinen eher größere Anstellwinkel verbreitet. Es zeigt sich, dass der Rotorstreufuss mit Erhöhung von  $\gamma_{PM}$  zunächst steigt und für  $\gamma_{PM} = 90^\circ$  wieder absinkt. Dies kann dadurch erklärt werden, dass mit Erhöhung von  $\gamma_{PM}$  die Länge des Streustegs und somit die Größe des magnetischen Widerstands des Streustegs zunächst ebenfalls erhöht wird und für  $\gamma_{PM} \rightarrow 90^\circ$  wieder verringert wird. Werden die Streustege nun anstelle des Massivmaterials durch Leichtbaustrukturen mit dementsprechend verringerter magnetischer Leitfähigkeit ersetzt, kann der Rotorstreufuss weiter gesenkt werden (siehe blaue Linie in 8.12 rechts).

### 8.2.3 Fazit der Anwendungsstudie

Im Rahmen der Anwendungsstudie wurde die Nutzung der Metalladditiven Fertigung in elektrischen Maschinen für elektrisch angetriebene Flugzeuge analysiert. Dabei wurde die elektrische Maschine weitestgehend isoliert vom restlichen Antriebssystem betrachtet. Zunächst wurde der Stand der Forschung am Beispiel des TRL evaluiert. Im Anschluss daran erfolgte der Entwurf einer PMSM für den Einsatz in einem Regionalflugzeug. Dabei wurde eine Grobdimensionierung durchgeführt und besonders für Flugantriebe kritische Dimensionierungsparameter identifiziert und diskutiert. Es zeigte sich, dass sich insbesondere eine hohe Polpaarzahl und größtmögliche Bohrungsdurchmesser vorteilhaft auf die Motormasse auswirken. Zur Diskussion weiterer, für hoch ausgenutzte Maschinen entscheidender Dimensionierungsparameter, wie z.B. das Verhältnis von Zahnbreite zu Nutbreite oder das Verhältnis von Bohrungsdurchmesser und Statoraußendurchmesser, sei auf [189] verwiesen. Der Nutfüllfaktor und der Rotorstreuanteil, welche beide mithilfe der Additiven Fertigung vorteilhaft beeinflusst werden können, wurden hier besonders betrachtet. Es ergibt sich, dass durch dreidimensionale Gestaltung der Wicklung der Nutfüllfaktor weiter erhöht werden kann. Die Reduktion der Motormasse durch die Erhöhung des Nutfüllfaktors ist signifikant vom Verhältnis des Bohrungsdurchmessers zur Maschinenlänge abhängig und kann, z.B. bei Erhöhung von  $k_n = 0,5$  auf  $k_n = 0,7$  und Verwendung von Aluminium anstatt Kupfer als Leitermaterial, bereits 20 % betragen. Zudem konnte anhand vereinfachter Modelle gezeigt werden, dass sich Strukturen mit verminderter magnetischer Leitfähigkeit in den Streustegen des Rotors vor allem bei speichenförmig angeordneten Magnete günstig auf die Rotorstreuung auswirken.

## 9 Zusammenfassung und Ausblick

Die dreidimensionale Gestaltungsfreiheit der Metalladditiven Fertigung bietet auch im Elektromaschinenbau völlig neue Möglichkeiten der Funktionsintegration und der Erhöhung des Leichtbaugrads. Aufgrund des stetigen Fortschritts in der Werkstoffforschung ist es mittlerweile möglich, gängige Eisen-Silizium- und Eisen-Kobalt-Legierungen mit sehr guten weichmagnetischen und mechanischen Eigenschaften prozesssicher additiv zu verarbeiten. Aus dem dargelegten Stand der Forschung im Bereich der Metalladditiven Fertigung ergibt sich, dass für die Anwendung im Elektromaschinenbau insbesondere das *Laserstrahlschmelzen* zu empfehlen ist, da mithilfe dieses Verfahrens hochqualitative Bauteile gefertigt werden können. Da mittels *Laserstrahlschmelzen* hergestellte Bauteile bis dato lediglich aus einem einzigen Werkstoff bestehen, bietet es sich an, das große Potential der Additiven Fertigung im Elektromaschinenbau am Beispiel von PM-Rotoren aufzuzeigen, in denen eine konventionelle Blechung unter Umständen nicht nötig ist.

Daraus leitet sich die Zielstellung der vorliegenden Dissertation ab, die dreidimensionale Gestaltungsfreiheit in PM-Rotoren unter Berücksichtigung der Randbedingungen der Metalladditiven Fertigung zu untersuchen, um daraus praktische Handlungsempfehlungen für die elektromagnetische Dimensionierung und für die konstruktive Gestaltung abzuleiten.

Dadurch, dass mittels *Laserstrahlschmelzen* gefertigte PM-Rotoren aus massivem Eisen-Silizium oder Eisen-Kobalt elektrisch leitend sind, ist mit erhöhten Wirbelstromeffekten insbesondere nahe der Rotoroberfläche zu rechnen. Dazu werden im ersten Teil dieser Arbeit zunächst mittels 3D-FE-Simulationen vorteilhafte Schlitzgeometrien identifiziert, die mittels Additiver Fertigung auf der Rotoroberfläche eingebracht werden können und die zur Verringerung der Wirbelstromverluste führen. Es wird eine kalorimetrische Messmethode erarbeitet, mit der die quantitative Erfassung der Verlustdichte auf massiven, elektrisch leitfähigen Oberflächen möglich ist. Die Verlustdichte für additiv gefertigte Eisen-Silizium- und Eisen-Kobalt-Prüfkörper wird dann mithilfe eines Prüfaufbaus, mit dem der Einfluss einer Luftspaltfeldwelle auf die massive Rotoroberfläche nachgebildet werden kann, messtechnisch erfasst. Die Ergebnisse lassen sich in der folgenden Handlungsempfehlung zusammenfassen:

*Zur Reduktion von Wirbelstromverlusten sind auf der Rotoroberfläche zusätzliche Schlitze in Umfangsrichtung zu implementieren. Die Schlitze sollten gemäß den fertigungsspezifischen Randbedingungen so schmal wie möglich ausgeführt werden. Weiterhin ist für Speisefrequenzen um  $f_1 = 50\text{Hz}$  eine Schlitztiefe von einzelnen Millimetern ausreichend, um die Wirbelstromverluste signifikant zu verringern.*

Die Vergrößerung der magnetisch wirksamen Luftspaltweite kann vorteilhaft mit dem *Carter*-Faktor abgeschätzt werden. In der vorliegenden Arbeit ist gezeigt worden, dass die Anzahl der Schlitze, die zur wirkungsvollen Reduktion der Wirbelstromverluste nötig ist, lediglich zu einer Vergrößerung der effektiven magnetischen Luftspaltweite von einzelnen Prozenten führt.

Eine weitere dreidimensionale gestalterische Herausforderung in PM-Rotoren stellt die Schrägung bzw. die Staffelung zur Verringerung von Rast- und Pendelmomenten dar. Mithilfe der Metalladditiven Fertigung kann bei PM-Rotoren mit vergrabenen Magneten eine Schrägung des weichmagnetischen Teils bei gleichzeitig axial geraden Magnettaschen implementiert werden. Dazu werden die Polschuhe um die axial geraden Magnettaschen herum tordiert. Es zeigt sich, dass je nach Wahl des Schrägungswinkels  $\gamma_s$  auch bei dieser Art der Schrägung die Wirkung bestimmter Feldkomponenten unterdrückt werden kann. Insbesondere kann mit  $\gamma_s = 2\pi/N_1$  die Wirkung der Nutungsharmonischen 1. und 2. Ordnung praktisch vollständig unterdrückt werden und somit das Rastmoment signifikant verringert werden. Die Schrägung bei axial geraden Magnettaschen wird ausführlich in der vorliegenden Arbeit diskutiert und letztlich anhand eines additiv gefertigten Rotordemonstrators messtechnisch validiert. Es ist festzuhalten:

*Eine Schrägung bei axial geraden Magnettaschen führt bei gestalterischer Anpassung der Streustege zu verringerter Rotorstreuung im Vergleich zur klassischen Staffelung. Die Magnete bzw. die Magnettaschen können dabei weiterhin in Rechteckform ausgeführt werden. Mit der Wahl des Schrägungswinkels kann die Wirkung bestimmter Feldkomponenten unterdrückt werden. Zur Reduktion von Rastmomenten ist ein Schrägungswinkel entsprechend einer Nutteilung zu wählen.*

Streustege stellen im Fall vergrabener Magnete entweder Polschuh-Joch-Verbindungen oder Polschuh-Polschuh-Verbindungen dar. Aus magnetischer Sicht und für die Festigkeit des Rotors ist in erster Linie der tragende Querschnitt aller Streustege entscheidend. Der daraus resultierende Zielkonflikt wird in der vorliegenden Arbeit ausführlich diskutiert.

*Der tragende Querschnitt der Streustege sollte aus magnetischer Sicht so gering wie möglich sein. Der minimal ausführbare tragende Querschnitt ist durch das Fertigungsverfahren und die zu erwartete mechanische Belastung begrenzt. Dabei kann sowohl die Kerbwirkung als auch eine möglicherweise dynamische Belastung vorteilhaft mithilfe von Aufschlagsfaktoren bzw. Sicherheitsbeiwerten berücksichtigt werden.*

Die Identifikation der Aufschlagsfaktoren bzw. Sicherheitsbeiwerten kann entweder mithilfe numerischer Berechnungen oder auf Basis von Erfahrungswerten erfolgen. Dies wird detailliert am Beispiel eines 1,5 kW-Servomotors erläutert. Es ergibt sich, dass Streustege in konventionell gefertigten Rotoren für Servomotoren mechanisch überdimensioniert sein können, sodass durch eine genauere Analyse der zu erwartenden Belastungssituationen der Wirkungsgrad und die Leistungsdichte der Maschine erhöht werden können.

Grundsätzlich lassen sich mithilfe der Additiven Fertigung neben den beiden Möglichkeiten, entweder massives Material oder einen Hohlraum zu konstruieren, noch eine Vielzahl weiterer filigraner Strukturen, wie z.B. Leichtbau-Gitterstrukturen, in das Bauteil implementieren. Um einen möglichst hohen Leichtbaugrad ohne Funktionsverlust zu erhalten, ist dabei folgender Grundsatz zu beachten:

*Es ist lediglich an den Stellen im Rotor massives Material zu verwenden, wo es aus magnetischer, aus mechanischer oder aus thermischer Sicht absolut notwendig ist. Alle anderen Bereiche sollten als Hohlräume ausgeführt werden. Gitterstrukturen können zur Verringerung von Unsicherheiten in der Vorausberechnung oder bei unklaren Belastungssituationen eingesetzt werden.*

Zudem können magnetisch genutzte Bereiche auch mechanische oder thermische Funktionen erfüllen. So dient das Rotorjoch aus magnetischer Sicht dazu, den magnetischen Fluss von Magnet zu Magnet zu führen, und aus mechanischer Sicht konventionell zur Leitung der Kraft in radialer Richtung hin zur klassisch zylinderförmigen Welle. Da allerdings die Kraft genauso direkt über das Rotorjoch in axialer Richtung abgeleitet werden kann und die Welle im Aktivteilbereich dadurch obsolet wird, gilt in den meisten Fällen für Servomotoren:

*Der Bereich zwischen dem Rotorjoch und der Drehachse kann als Hohlraum ausgeführt werden. Die Stärke des Rotorjochs und die Form des Rotorinnenausschnitts sind frei wählbar, sofern der magnetische Spannungsabfall in diesem Bereich nicht signifikant erhöht wird. Bezüglich des Rotorinnenausschnitts stellt die Form eines regelmäßigen Polygons mit  $2p$  Ecken einen guten Kompromiss dar.*

Im vorliegenden Fall mit  $p = 2$  wird demnach eine rautenförmige Hohlwelle ausgeführt. Der Ansatz, die Kraft direkt über das Rotorjoch abzuleiten und auf die klassische zylinderförmige Welle im Aktivteilbereich zu verzichten, ist vor allem dank der Additiven Fertigung möglich.

*Eine gemeinsame Fertigung des Rotoraktivteils und der Welle wirkt sich vorteilhaft auf die Kraftleitung von der Rotoroberfläche zur Drehmomentabnahme aus, da spannungsüberhöhende Verbindungsstellen und spitzwinklige Kraftumlenkungen vermieden werden.*

Bereiche außerhalb des Aktivteils, wie z.B. die Übergangsbereiche zwischen dem Aktivteil und den Lagern, können gemäß den erwarteten mechanischen Belastungen optimiert werden.

*Da ein Drehmoment grundsätzlich vorteilhaft über geschlossene Rohrprofile übertragen wird, bietet es sich an, den Übergangsbereich in Form eines Hohlkegelstumpfs auszuführen, dessen Radius sich vom Aktivteil zum Lager hin verjüngt.*

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird ein für die Additive Fertigung gestalteter PM-Rotor mit vergrabenen Magneten aus weichmagnetischem Eisen-Silizium und mit 247 mm axialer Länge mittels *Laserstrahlschmelzen* gefertigt, in einen konventionellen Stator eingesetzt und im Betrieb messtechnisch untersucht. Um während der Additiven Fertigung eine gute Wärmeleitung zwischen dem Schmelzbad und der Bauplattform zu ermöglichen, ist es grundsätzlich vorteilhaft, den Rotor so zu orientieren, dass große Volumina möglichst nahe der Bauplattform platziert werden. Bei einem Servomotor mit einseitiger Drehmomentabnahme und in der Regel axial kurzer B-Seite würde die B-Seite dementsprechend zur Bauplattform zeigen. Ist das B-seitige Wellenende allerdings im Vergleich zur A-Seite mit deutlich kleinerem Querschnitt ausgeführt, kann es vorteilhaft sein, die A-Seite zur Bauplattform zeigend zu platzieren, da durch den größeren Querschnitt mehr Wärme abgeführt werden kann.

*Es bietet sich an, den Rotor zur Fertigung im Bauraum so zu positionieren, dass dieser auf der Stirnseite stehend gefertigt wird und die Drehachse in Baurichtung zeigt. Die Entscheidung, ob die A-Seite oder die B-Seite zur Bauplattform zeigt, hängt von der abführbaren Wärmemenge ab.*

Alles in allem werden in der vorliegenden Dissertation die neu gewonnenen gestalterischen Möglichkeiten in PM-Rotoren, die sich dank der Additiven Fertigung ergeben, umfassend diskutiert. Soweit bekannt, wird gemeinsam mit den Projektpartnern des KAt und des LWK der Universität Paderborn erstmals ein PM-Rotor mit vergrabenen Magneten aus weichmagnetischem Material in dieser Baugröße dimensioniert und additiv gefertigt, in einen konventionellen Stator eingesetzt und messtechnisch im Leerlauf sowie unter Last untersucht. Außerdem können zusätzliche Funktionen, wie die Schrägung und die Schlitzung, implementiert und ebenfalls messtechnisch validiert werden. Messtechnische Untersuchungen bestätigen, dass dadurch eine Steigerung des Leichtbaugrads, der Dynamik, der Leistungsdichte und – zumindest teilweise – auch des Wirkungsgrads der PMSM erreicht werden konnte. Der erfolgreiche Abschluss dieses bewusst interdisziplinären Projekts unterstreicht das große Potential der Metalladditiven Fertigung im Elektromaschinenbau.

Die Arbeit schließt mit zwei Anwendungsstudien ab, die weiteren Forschungsbedarf aufzeigen. So ist die Nutzung der Additiven Fertigung in großen Synchronrotoren in erster Linie begrenzt durch den zur Verfügung stehenden Bauraum der 3D-Drucker. Zukünftiger Fortschritt im Bereich des Multi-Materialdrucks würde weitere Innovationen, insbesondere im Bereich der Additiven Fertigung der Wicklung oder des weichmagnetischen Statorteils, mit sich bringen. Nichtsdestotrotz kann abgeschätzt werden, dass die Nutzung der dreidimensionalen Gestaltungsfreiheit nicht nur in PM-Rotoren für Servomaschinen, sondern auch in Rotoren großer Synchronmaschinen oder darüber hinaus in PMSMs im Allgemeinen vorteilhaft eingesetzt werden kann.

Für zukünftige Arbeiten im Bereich der Additiven Fertigung im Elektromaschinenbau könnte beispielsweise die Integration thermischer Funktionen untersucht werden. So könnten Kühlkanäle in das Aktivteil integriert werden und die Drehmomentdichte könnte dadurch verbessert werden, dass die Verlustleistung möglichst nah am Ort der Verlustentstehung abgeführt werden kann. Weiterhin könnten die gestalterischen Handlungsempfehlungen, die im Rahmen dieser Dissertation erarbeitet wurden, in eine umfassende Gestaltungsmethodik integriert werden, um so eine ganzheitliche Dimensionierung von PM-Rotoren von der Materialauswahl über die elektromagnetische Funktionsintegration bis hin zur Konstruktion zu erarbeiten.

# A Anhang

## A.1 Ergänzungen zur Untersuchung der Wirbelstromeffekte



(a) Prüfstand inkl. Prüfkörper und Kappe



(b) Draufsicht auf den Linearstator

**Abbildung A.1:** Ansichten des Linearprüfstands zur Untersuchung von Oberflächenverlusten;  
 (a) Totale inkl. Prüfkörper unterhalb der thermisch isolierenden Kappe; gut zu erkennen ist die Fixierung des Prüfkörpers bzw. der Kappe und  
 (b) Draufsicht auf den Linearstator ohne Prüfkörper; gut sichtbar ist der Übergang vom weichmagnetischen Material auf die amagnetischen Statorendbereich mit halb gefüllten Nuten

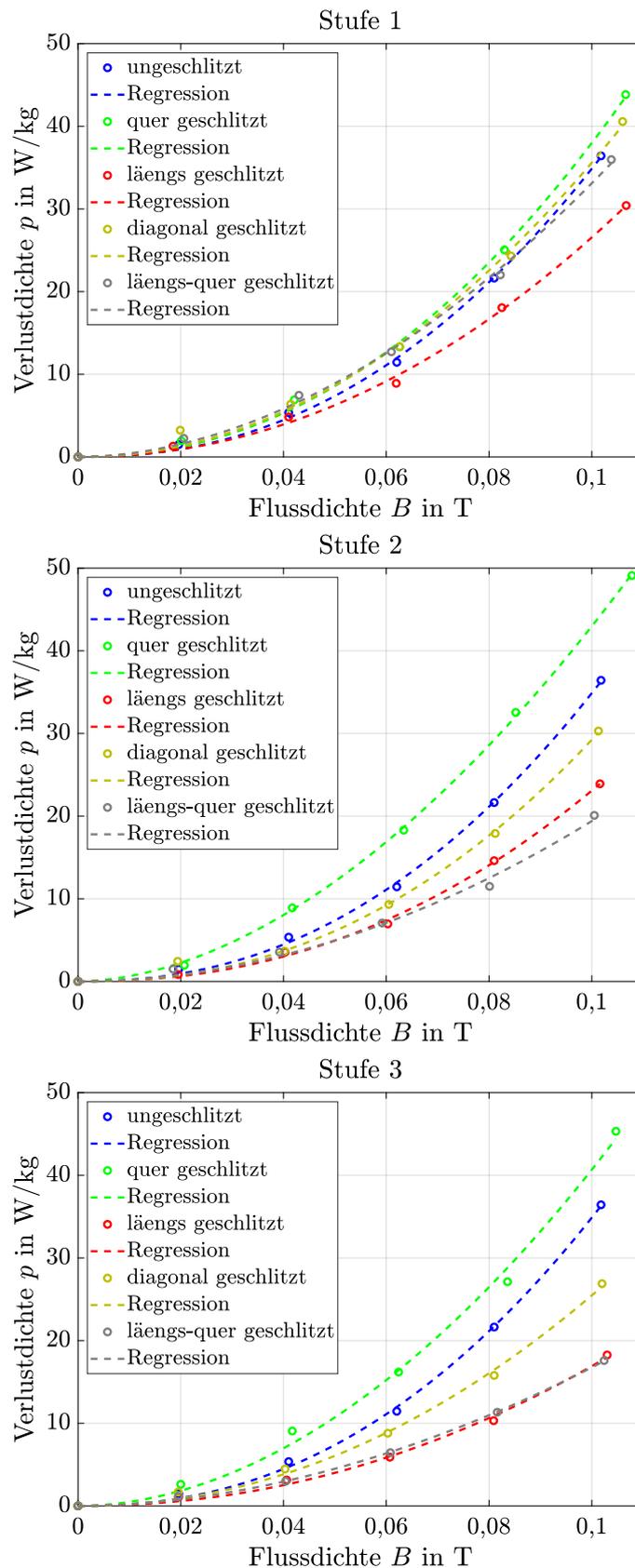


(a) quer geschlitzter Prüfkörper



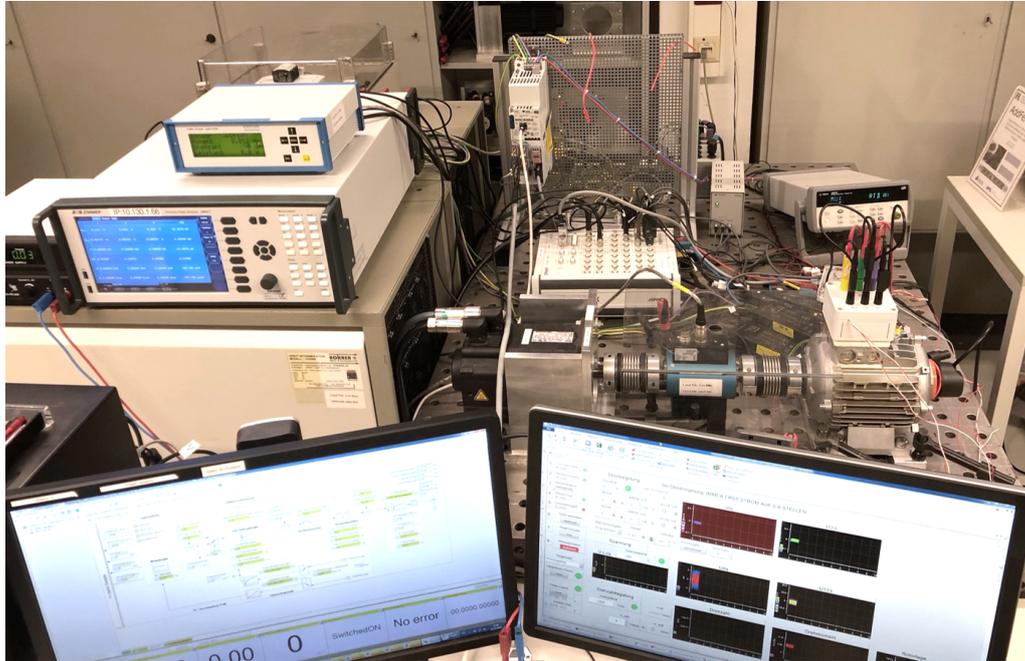
(b) schräg geschlitzter Prüfkörper

**Abbildung A.2:** Beispielhaften Darstellung zweier Prüfkörper;  
 (a) quer geschlitzter Prüfkörper Pk2 in der 1. Stufe, und  
 (b) schräg geschlitzter Prüfkörper Pk4 in der 3. Stufe

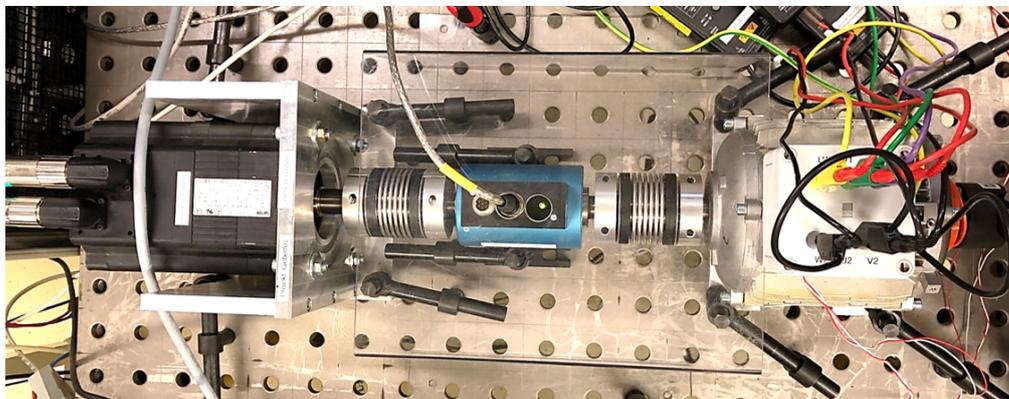


**Abbildung A.3:** Messtechnisch erfasste Oberflächenverlustdichte in Abhängigkeit von  $\hat{B}$  und bei  $f_1 = 300\text{Hz} = \text{konst.}$ ; **oben:** Stufe 1, **mitte:** Stufe 2, **unten:** Stufe 3

## A.2 Prüfstands-aufbau zur Untersuchung des Rotordemonstrators



(a) Gesamtansicht des Maschinenprüfstands



(b) Draufsicht auf den Antriebsstrang

**Abbildung A.4:** Ansichten des Maschinenprüfstands zur Untersuchung des Rotordemonstrators;  
(a) Gesamtansicht inkl. Prüfstands-aufbau, Leistungsverstärker, Messtechnik und Echtzeit-Regelungssystem  
(b) Draufsicht auf den Antriebsstrang mit Lastmaschine (links), Drehmomentmesswelle (mitte) und Prüfling (rechts)

## Literaturverzeichnis

- [1] CAMPBELL, I. ; DIEGEL, O. ; HUFF, R. ; KOWEN, J. ; WOHLERS, T.: *Wohlers Report 2019 - Additive Manufacturing and 3D Printing State of the Industry*. Report, 2019
- [2] LACHMAYER, R.: *Konstruktion für die Additive Fertigung 2019*. Berlin, Heidelberg : Springer Vieweg, 2020
- [3] SEINSCH, H.-O.: *Oberfelderscheinungen in Drehfeldmaschinen - Grundlagen zur analytischen und numerischen Berechnung*. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 1992
- [4] MÜLLER, G. ; VOGT, K. ; PONICK, B.: *Berechnung elektrischer Maschinen*. 6. Auflage. Wiley-VCH, 2012
- [5] GIBSON, I. ; ROSEN, D.W. ; STUCKER, B.: *Additive manufacturing technologies*. Bd. 17. Springer, 2014
- [6] BREUNINGER, J. ; BECKER, R. ; WOLF, A. ; ROMMEL, S. ; VERL, A.: *Generative Fertigung mit Kunststoffen: Konzeption und Konstruktion für Selektives Lasersintern*. Berlin Heidelberg : Springer, 2012
- [7] WITT, G. ; WEGNER, A. ; SEHRT, J.: Neue Entwicklungen in der Additiven Fertigung. In: *Rapid.Tech 2015*. Erfurt, 2015
- [8] THOMPSON, M.K. ; MORONI, G. ; VANEKER, T. ; FADEL, G. ; CAMPBELL, R.I. ; GIBSON, I. u. a.: Design for Additive Manufacturing: Trends, opportunities, considerations, and constraints. In: *CIRP Annals - Manufacturing Technology* (2016), Nr. 65, S. 737–760
- [9] GEBHARDT, A.: *Additive Fertigungsverfahren: Additive Manufacturing und 3D-Drucken für Prototyping - Tooling - Produktion*. Carl Hanser Verlag GmbH & Company KG, 2017
- [10] GEBHARDT, A. ; SCHWARZ, A.: *Produktgestaltung für die Additive Fertigung*. Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2019
- [11] KUMKE, M.: *Methodisches Konstruieren von additiv gefertigten Bauteilen*. Wiesbaden : Springer, 2018

- [12] HULL, C.W.: *Apparatus for production of three-dimensional objects by stereolithography*. Patent, 1984. – US4575330A
- [13] DECKARD, C.R.: *Method and apparatus for producing parts by selective sintering*. Patent, 1986. – US4863538A
- [14] DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG E.V.: *DIN EN ISO/ASTM 52900: Additive Fertigung - Grundlagen - Terminologie*. Norm, 2018. – Entwurf
- [15] ROBERTS, T. ; VAROTSIS, A.B.: *3D printing trends 2020*. Report, 2020
- [16] REDWOOD, B.: *Additive Fertigungstechnologien: Ein Überblick*. <https://www.3dhubs.com/de/wissensbasis/additive-fertigung-technologien-uebersicht/>. Version: August 2020
- [17] CAVALIERE, P. (Hrsg.): *Cold-Spray Coatings*. Springer International Publishing, 2018
- [18] SOVA, A. ; GRIGORIEV, S. ; OKUNKOVA, A. ; SMUROV, I.: Potential of cold gas dynamic spray as additive manufacturing technology. In: *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology* 69 (2013), Nr. 9-12, S. 2269–2278
- [19] CARLUCCIO, D. ; BERMINGHAM, M. ; KENT, D. ; DEMIR, A.G. ; PREVITALI, B. ; DARGUSCH, M.S.: Comparative Study of Pure Iron Manufactured by Selective Laser Melting, Laser Metal Deposition, and Casting Processes. In: *Advanced Engineering Materials* 21 (2019), Nr. 7
- [20] LORES, A. ; AZURMENDI, N. ; AGOTE, I. ; ZUZA, E.: A review on recent developments in binder jetting metal additive manufacturing: materials and process characteristics. In: *Powder Metallurgy* 62 (2019), Nr. 5, S. 267–296
- [21] LAMPMANN, F. ; SCHMIDT, D. ; VAN DER GENT, M. ; KAWALLA, R.: *FVA 636 I: Weichmagnetische Werkstoffe*. Abschlussbericht, 2012
- [22] SARASA, M.: *Einsatz neuer weichmagnetischer Werkstoffe bei elektrischen Maschinen im Kraftfahrzeug*, Universität der Bundeswehr München, Diss., 2006
- [23] SCHATT, W. (Hrsg.) ; WIETERS, K.-P. (Hrsg.) ; KIEBACK, B. (Hrsg.): *Pulvermetallurgie*. Berlin Heidelberg : Springer, 2007
- [24] BRÄUER, P. ; LINDNER, M. ; STUDNITZKY, T. ; KIEBACK, B. ; RUDOLPH, J. ; WERNER, R. ; KRAUSE, G.: 3D Screen Printing technology — Opportunities to use revolutionary materials and machine designs. In: *2nd International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 2012, S. 1–5

- [25] KRAUSE, G.: *PriMa3D - Siebgedruckte Komponenten für elektrische Antriebe*. Abschlussbericht, 2016
- [26] MAGERKOHL, S. ; ZIMMER, D. ; TASCHKE, L. ; SCHAPER, M. ; URBANEK, S. ; PONICK, B.: *Funktionsoptimierte AM-Gestaltung eines E-Rotors*. 2021. – in: *Antriebstechnik* (unveröffentlicht, aber bereits genehmigt)
- [27] ADAM, G.A.O.: *Systematische Erarbeitung von Konstruktionsregeln für die additiven Fertigungsverfahren Lasersintern, Laserschmelzen und Fused Deposition Modeling*, Universität Paderborn, Diss., 2015
- [28] TAUBE, A. ; SCHAPER, M. ; LAMMERS, S. ; ZIMMER, D. ; URBANEK, S. ; PONICK, B.: *FVA 731 II: Weichmagnete 3D-Druck*. Abschlussbericht, 2018
- [29] VOCK, S. ; KLÖDEN, B. ; KIRCHNER, A. ; WEISSGÄRBER, T. ; KIEBACK, B.: Powders for powder bed fusion: a review. In: *Progress in Additive Manufacturing* 4 (2019), Nr. 4, S. 383–397
- [30] LAMMERS, S. ; SCHMID, H.-J. ; QUATTRONE, F. ; PONICK, B. ; MROZEK, R. ; HOFFMANN, M.J.: *FVA 731 I: Machbarkeitsstudie 3D-Druck Elektromotoren*. Abschlussbericht, 2016
- [31] BOZORTH, R.M.: *Ferromagnetism*. Piscataway, NJ, USA : IEEE Press, 1993
- [32] NINOMIYA, H. ; TANAKA, Y. ; HIURA, A. ; TAKADA, Y.: Magnetostriction and applications of 6.5% Si steel sheet. In: *Journal of Applied Physics* 69 (1991), Nr. 8, S. 5358–5360
- [33] SUNDAR, R.S. ; DEEVI, S.C.: Soft magnetic FeCo alloys: alloy development, processing, and properties. In: *International Materials Reviews* 50 (2005), Nr. 3, S. 157–192
- [34] RIIPINEN, T. ; METSÄ-KORTELAJAINEN, S. ; LINDROOS, T. ; KERÄNEN, J.S. ; MANINEN, A. ; PIPPURI-MÄKELÄINEN, J.: Properties of soft magnetic Fe-Co-V alloy produced by laser powder bed fusion. In: *Rapid Prototyping Journal* 25 (2019), Nr. 4, S. 699–707
- [35] RAOELISON, R.N. ; VERDY, C. ; LIAO, H.: Cold gas dynamic spray additive manufacturing today: Deposit possibilities, technological solutions and viable applications. In: *Materials and Design* 133 (2017)
- [36] VLCEK, J. ; GIMENO, L. ; HUBER, H. ; LUGSCHEIDER, E.: A Systematic Approach to Material Eligibility for the Cold-Spray Process. In: *Journal of Thermal Spray Technology* 14 (2005), Nr. 1, S. 125–133

- [37] SINGH, S. ; GOYAL, D.K. ; KUMAR, P. ; BANSAL, A.: Laser cladding technique for erosive wear applications: a review. In: *Materials Research Express* 7 (2020), Nr. 1
- [38] PHAM, T.Q. ; MELLAK, C. ; SUEN, H. ; BOEHLERT, C.J. ; MUETZE, A. ; KWON, P. ; FOSTER, S.N.: Binder Jet Printed Iron Silicon with Low Hysteresis Loss. In: *2019 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2019, S. 1045–1052
- [39] D. EGGERS; D. FRACK; F. LAMPMANN; O. FRÖHLICH, P. Z.: *FVA 636 III: Weichmagnetische Werkstoffe*. Abschlussbericht, 2014
- [40] VACUUMSCHMELZE GMBH & CO. KG: *Soft Magnetic Cobalt-Iron Alloys: Vacoflux and Vacodur*. Techn. Bericht, 2016
- [41] WEBER, J.-N.: *Berührungslose Übertrager für elektrisch erregte Synchronmaschinen*, Leibniz Universität Hannover, Diss., 2017
- [42] FIORILLO, F. ; BERTOTTI, G. ; APPINO, C. ; PASQUALE, M.: Soft Magnetic Materials. In: *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering* (2016)
- [43] GARIBALDI, M. ; ASHCROFT, I. ; LEMKE, J.N. ; SIMONELLI, M. ; HAGUE, R.: Effect of annealing on the microstructure and magnetic properties of soft magnetic Fe-Si produced via laser additive manufacturing. In: *Scripta Materialia* 142 (2018), S. 121–125
- [44] GOLL, D. ; SCHULLER, D. ; MARTINEK, G. ; KUNERT, T. ; SCHURR, J. ; SINZ, C. u. a.: Additive manufacturing of soft magnetic materials and components. In: *Additive Manufacturing* 27 (2019), S. 428–439
- [45] WANG, D. ; WANG, Z. ; LI, K. ; MA, J. ; LIU, W. ; SHEN, Z.: Cracking in laser additively manufactured W: Initiation mechanism and a suppression approach by alloying. In: *Materials & Design* 162 (2019), S. 384–393
- [46] WIEDEMANN, E. ; KELLENBERGER, W.: *Konstruktion elektrischer Maschinen*. Berlin Heidelberg : Springer, 1967
- [47] ISSLER, L. ; RUOSS, H. ; HÄFELE, P.: *Festigkeitslehre - Grundlagen*. Berlin Heidelberg New York : Springer, 2007
- [48] DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG E.V.: *DIN 50100: Schwingfestigkeitsversuch*. 2016. – Norm
- [49] TUTUIANU, M. ; BONNEL, P. ; CIUFFO, B. ; HANIU, T. ; ICHIKAWA, N. ; MAROTTA, A. u. a.: Development of the World-wide harmonized Light duty Test Cycle (WLTC) and a possible pathway for its introduction in the European legislation. In: *Transportation Research Part D: Transport and Environment* 40 (2015), S. 61–75

- [50] LÄPPLÉ, V.: *Einführung in die Festigkeitslehre: Lehr- und Übungsbuch*. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 2011
- [51] BINDER, A. ; SCHNEIDER, T.: High-speed inverter-fed AC drives. In: *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, 2007
- [52] HAYES, A.C. ; SETHURAMAN, L. ; FINGERSH, L.J. ; DYKES, K.: Additive Manufacturing: A New Paradigm for the Next Generation of High-Power-Density Direct-Drive Electric Generators. In: *ASME 2018 Power Conference*, 2018
- [53] KLEIN, B.: *Leichtbau-Konstruktion*. Vieweg+Teubner Verlag, 2011
- [54] RISS, F. ; TEUFELHART, S. ; REINHART, G.: Auslegung von Gitter- und Wabenstrukturen für die additive Fertigung. In: *Lightweight Design* 6 (2013), Nr. 1, S. 24–28
- [55] FELDHUSEN, J. (Hrsg.) ; GROTE, K.-H. (Hrsg.): *Pahl/Beitz Konstruktionslehre*. Berlin Heidelberg : Springer, 2013
- [56] LAMMERS, S. ; TOMINSKI, J. ; MAGERKOHL, S. ; KÜNNEKE, T. ; LIENEKE, T. ; ZIMMER, D.: Design guidelines for a software-supported adaptation of additively manufactured components with regard to a robust production. In: *Proceedings of the 29th Annual International Solid Freeform Fabrication Symposium*, 2018
- [57] MÜLDER, C. ; FRANCK, M. ; SCHRÖDER, M. ; BALLUFF, M. ; WANKE, A. ; HAMEYER, K.: Impact Study of Isolated and Correlated Manufacturing Tolerances of a Permanent Magnet Synchronous Machine for Traction Drives. In: *2019 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2019, S. 982–987
- [58] AGUILERA, E. ; RAMOS, J. ; ESPALIN, D. ; CEDILLOS, F. ; MUSE, D. ; WICKER, R. ; MACDONALD, E.: 3D printing of electro mechanical systems. In: *24th International SFF Symposium - An Additive Manufacturing Conference* (2013), S. 950–961
- [59] GARIBALDI, M. ; GERADA, C. ; ASHCROFT, I. ; HAGUE, R. ; MORVAN, H.: The Impact of Additive Manufacturing on the Development of Electrical Machines for MEA Applications: A Feasibility Study. In: *MEA2015 More Electric Aircraft*. Toulouse, France, 2015
- [60] URBAN, N. ; MEYER, A. ; LECKEL, M. ; LEDER, M. ; FRANKE, J.: Additive Manufacturing of an Electric Drive a Feasability Study. In: *2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2018, S. 1327–1331
- [61] KALLASTE, A. ; VAIMANN, T. ; RASSÄLKIN, A.: Additive Design Possibilities of Electrical Machines. In: *2018 IEEE 59th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, 2018, S. 1–5

- [62] THISMUS, H. ; KALLASTE, A. ; RASSÖLKIN, A. ; VAIMANN, T.: Challenges of Additive Manufacturing of Electrical Machines. In: *IEEE 12th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, 2019
- [63] WROBEL, R. ; MECROW, B.: Additive Manufacturing in Construction of Electrical Machines – A Review. In: *2019 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)* Bd. 1, 2019, S. 15–22
- [64] WU, F. ; EL-REFAIE, A.M.: Toward Additively Manufactured Electrical Machines: Opportunities and Challenges. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 56 (2020), Nr. 2, S. 1306–1320
- [65] WOHLERS, C. ; JURIS, P. ; KABELAC, S. ; PONICK, B.: Design and direct liquid cooling of tooth-coil windings. In: *Electrical Engineering* 100 (2018), S. 1–10
- [66] LORENZ, F. ; RUDOLPH, J. ; WEMER, R.: Design of 3D Printed High Performance Windings for Switched Reluctance Machines. In: *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2018, S. 2451–2457
- [67] SILBERNAGEL, C.: *Investigation of the design, manufacture and testing of additively manufactured coils for electric motor applications*, University of Nottingham, Diss., 2019
- [68] SIMPSON, N. ; NORTH, D.J. ; COLLINS, S.M. ; MELLOR, P.H.: Additive Manufacturing of Shaped Profile Windings for Minimal AC Loss in Electrical Machines. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* (2020), S. 5765–5772
- [69] ZHANG, Z. ; TSAI, M. ; HUANG, P. ; CHENG, C. ; HUANG, J.: Characteristic comparison of transversally laminated anisotropic synchronous reluctance motor fabrication based on 2D lamination and 3D printing. In: *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2015, S. 894–897
- [70] ZHANG, Z. ; JHONG, K. J. ; CHENG, C. ; HUANG, P. ; TSAI, M. ; LEE, W.: Metal 3D printing of synchronous reluctance motor. In: *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2016, S. 1125–1128
- [71] HUANG, P. ; TSAI, M. ; JIANG, I.: 3-D Structure Line-Start Synchronous Reluctance Motor Design Based on Selective Laser Melting of 3-D Printing. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 54 (2018), Nr. 11, S. 1–4
- [72] HONG, H. ; LIU, H. ; CHO, S. ; LEE, J. ; JIN, C.: Design of High-End Synchronous Reluctance Motor Using 3-D Printing Technology. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 53 (2017), Nr. 6, S. 1–5
- [73] JASSAL, A. ; OSAMA, M. ; PAPINI, F.: *Rotor for a reluctance machine*. Patent, 2017. – US 2017/0163106 A1

- [74] PIPPURI, J. ; METSÄ-KORTELAJNEN, S. ; LINDROOS, T. ; SAVOLAINEN, M. ; JOKINEN, A. ; REVUELTA, A. u. a.: 3D Printing of Soft Magnetic Cores For Electrical Machines. In: *Proceedings of the 1st Annual SMACC Research Seminar*, 2016, S. 48–51
- [75] HUANG, P. ; JIANG, I. ; TSAI, M. ; CHEN, G.: New Hybrid Stator Design for High-Speed PMSMS Based on Selective Laser Melting of 3-D Printing. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 55 (2019), Nr. 7, S. 1–4
- [76] GARIBALDI, M.: *Laser additive manufacturing of soft magnetic cores for rotating electrical machinery: materials development and part design*, Universität Nottingham, Diss., 2018
- [77] WATERMAN, J. ; CLUCAS, A. ; COSTA, T.B. ; ZHANG, Y. ; ZHANG, J.: Numerical modeling of 3D printed electric machines. In: *IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2015, S. 1286–1291
- [78] LAMMERS, S. ; ADAM, G. ; SCHMID, H.J. ; MROZEK, R. ; OBERACKER, R. ; HOFFMANN, M.J. ; QUATTRONE, F. ; PONICK, B.: Additive Manufacturing of a lightweight rotor for a permanent magnet synchronous machine. In: *6th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 2016, S. 41–45
- [79] URBANEK, S. ; PONICK, B. ; TAUBE, A. ; HOYER, K.-P. ; SCHAPER, M. ; LAMMERS, S. ; LIENEKE, T. ; ZIMMER, D.: Additive Manufacturing of a Soft Magnetic Rotor Active Part and Shaft for a Permanent Magnet Synchronous Machine. In: *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2018, S. 668–674
- [80] QUATTRONE, F. ; PONICK, B.: Maschinendesign für geberlos geregelte PMSM. In: *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik* Bd. 134, 2017
- [81] TSENG, G. ; JHONG, K. ; TSAI, M. ; HUANG, P. ; LEE, W.: Application of additive manufacturing for low torque ripple of 6/4 switched reluctance motor. In: *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2016, S. 1–4
- [82] URBANEK, S. ; KEUTER, R. ; PETER, E. ; PONICK, B.: Effects of Continuous Rotor Skewing in Additively Manufactured Permanent Magnet Rotors. In: *2020 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2020, S. 662–669
- [83] SIEDLECKI, M. ; ZAWADA, A. ; PRZYBYLSKI, M. ; ŚLUSAREK, B.: Methods of Preparing Soft and Hard Magnetic Elements by Additive Manufacturing - Review. In: *2019 15th Selected Issues of Electrical Engineering and Electronics (WZEE)*, 2019, S. 1–4
- [84] SKALON, M. ; GÖRTLER, M. ; MEIER, B. ; ARNEITZ, S. ; URBAN, N. ; MITSCHKE, S.

- u. a.: Influence of Melt-Pool Stability in 3D Printing of NdFeB Magnets on Density and Magnetic Properties. In: *Materials* 13 (2019), Nr. 1
- [85] PALMERO, E.M. ; CASALEIZ, D. ; JIMÉNEZ, N.A. ; RIAL, J. ; DE VICENTE, J. ; NIETO, A. ; ALTIMIRA, R. ; BOLLERO, A.: Magnetic-Polymer Composites for Bonding and 3D Printing of Permanent Magnets. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 55 (2019), Nr. 2, S. 1–4
- [86] RUDOLPH, J. ; LORENZ, F. ; WERNER, R.: Herstellung elektrischer Motoren mittels 3D-Multimaterialdruck. In: *aw&I Conference* (2018), Nr. 3
- [87] HIEKE, S. ; STAMANN, M. ; LAGUNOV, D. ; LEIDHOLD, R. ; MASLIENNIKOV, A. ; DUNIEV, A. ; YEHOROV, A.: Two-phase transverse flux machine with disc rotor for high torque low speed application. In: *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, 2017, S. 1–8
- [88] LIU, C. ; LU, J. ; WANG, Y. ; LEI, G. ; ZHU, J. ; GUO, Y.: Techniques for Reduction of the Cogging Torque in Claw Pole Machines with SMC Cores. In: *Energies* 10 (2017), S. 1541
- [89] URBANEK, S. ; PONICK, B.: Surface Eddy Current Loss Reduction in Additively Manufactured Permanent Magnet Rotor Active Parts. In: *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2018, S. 1317–1322
- [90] HULLMANN, M. ; URBANEK, S. ; PONICK, B.: Surface Eddy Current Suppression on Additively Manufactured Solid Rotor Active Parts. In: *Energy Efficiency in Motor Driven Systems Conference (EEMODS)*. Tokyo, Japan, 2019
- [91] YAMADA, H. ; NANBA, M.: Eddy current loss in grooved solid poles. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 14 (1978), Nr. 5, S. 380–382
- [92] GIBBS, W. J.: Tooth-ripple losses in unwound pole-shoes. In: *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part II: Power Engineering* 94 (1947), Nr. 37
- [93] OBERRETL, K.: Eddy Current Losses in Solid Pole Shoes of Synchronous Machines at No-Load and on Load. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* (1972), Nr. 1, S. 152–160
- [94] GESSESE, Y. ; BINDER, A. ; FUNIERU, B.: Analysis of the effect of radial rotor surface grooves on rotor losses of high speed solid rotor induction motor. In: *SPEEDAM 2010*, 2010, S. 1762–1767
- [95] HOFMANN, H. ; SPINDLER, J.: *Werkstoffe in der Elektrotechnik*. Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2018

- [96] IVERS-TIFFÉE, E. ; VON MÜNCH, W.: *Werkstoffe der Elektrotechnik*. Teubner, 2007
- [97] MAXWELL, J. C.: *A Treatise on Electricity and Magnetism*. Oxford : Clarendon Press, 1873
- [98] KÜPFMÜLLER, K. ; MATHIS, W. ; REIBIGER, A.: *Küpfmüller Theoretische Elektrotechnik*. Springer Berlin Heidelberg, 2017
- [99] LEHNER, G.: *Elektromagnetische Feldtheorie*. Berlin Heidelberg Dordrecht London New York : Springer, 2010
- [100] HENKE, H.: *Elektromagnetische Felder*. Berlin Heidelberg : Springer, 2011
- [101] STEINMETZ, C.P.: On the Law of Hysteresis. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers IX* (1892), Nr. 1, S. 1–64
- [102] JORDAN, H.: Die ferromagnetischen Konstanten für schwache Wechselfelder. In: *Elektrische Nachrichten-Technik 1* (1924), Nr. 1, S. 7–29
- [103] BERTOTTI, G.: General properties of power losses in soft ferromagnetic materials. In: *IEEE Transactions on Magnetics 24* (1988), Nr. 1, S. 621–630
- [104] DEAK, C. ; PETROVIC, L. ; BINDER, A. ; MIRZAEI, M. ; IRIMIE, D. ; FUNIERU, B.: Calculation of eddy current losses in permanent magnets of synchronous machines. In: *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2008, S. 26–31
- [105] VAN KAN, J.J.I.M. ; SEGAL, A.: *Numerik partieller Differentialgleichungen für Ingenieure*. Vieweg+Teubner Verlag, 1995
- [106] DEMPEWOLF, K.H.: *Modellierung des dynamischen Verhaltens Permanentmagnet-erregter Synchronmaschinen*, Leibniz Universität Hannover, Diss., 2013
- [107] BOLTE, E. ; LÜTKE-DALDRUP, B. ; STÖBER, P.: Eindimensionales Wirbelstromproblem bei feldstärkeabhängiger Permeabilität und beliebigen Randbedingungen. In: *Archiv für Elektrotechnik 64* (1981), Nr. 3-4, S. 201–213
- [108] VIOREL, A.C. ; VIOREL, I. ; STRETE, L.: On the calculation of the Carter factor in the slotted electric machines. In: *2014 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)*, 2014, S. 332–336
- [109] DE LIMA, R.A. ; PAULO COIMBRA, A.C. ; ALMEIDA, T. ; MARGARIDA GOMES, V. ; MARTINS PEREIRA, T. ; ALVES, A.J.: Calculation of the influence of slot geometry on the magnetic flux density of the air gap. In: *Transactions on Environment and Electrical Engineering 2* (2017), Nr. 1, S. 81

- [110] JASTRZEMBSKI, J.-P.: *Synchrone Linear-Direktantriebe für Förderbänder*, Leibniz Universität Hannover, Diss., 2014
- [111] DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG E.V.: *DIN 60751: Industrielle Platin-Widerstandsthermometer und Platin-Temperatur Sensoren*. 2008. – Norm
- [112] GRIGULL, U. ; SANDNER, H.: *Wärmeleitung*. Springer Berlin Heidelberg, 1990
- [113] HANNOSCHÖCK, N.: *Wärmeleitung und -transport*. Berlin Heidelberg : Springer, 2018
- [114] THE MATHWORKS INC.: *Smoothing Splines*. MATLAB Dokumentation R2020a. <https://de.mathworks.com/help/curvefit/smoothing-splines.html>. Version: Dezember 2020
- [115] CARTER, F.W.: Air-Gap Induction. In: *Electrical World and Engineer* 38 (1901), Nr. 22
- [116] JORDAN, H. ; WEIS, M.: *Asynchronmaschinen*. Vieweg+Teubner Verlag, 1969
- [117] MÜLLER, G. ; PONICK, B.: *Theorie elektrischer Maschinen*. Weinheim : John Wiley & Sons, 2009
- [118] MÜLLER, G. ; PONICK, B.: *Grundlagen Elektrischer Maschinen*. Weinheim : Wiley-VCH GmbH, 2014
- [119] PONICK, B.: Der Einfluss der Nutschrägung auf die axiale Verteilung des Luftspaltfelds elektrischer Maschinen. In: *Elektrie : deutsche Elektrotechnik* 54 (2000), Nr. 7-9, S. 248–252
- [120] HUTH, G.: Nutrastung von permanenterregten AC-Servomotoren mit gestaffelter Rotoranordnung. In: *Electrical Engineering* 78 (1995), Nr. 6, S. 391–397
- [121] BINDER, A.: *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Berlin Heidelberg : Springer, 2012
- [122] HENSCHEL, M.: *Berechnung und Optimierung permanenterregter Maschinen am Beispiel von Generatoren für Windkraftanlagen*, Technische Universität Darmstadt, Diss., 2006
- [123] DHULIPATI, H. ; MUKUNDAN, S. ; IYER, K. L. V. ; KAR, N. C.: Skewing of stator windings for reduction of spatial harmonics in concentrated wound PMSM. In: *IEEE 30th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, 2017
- [124] LOVATT, H.C. ; WATTERSON, P.A.: Energy stored in permanent magnets. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 35 (1999), Nr. 1

- [125] CAMPBELL, P.: Comments on “Energy stored in permanent magnets”. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 36 (2000), Nr. 1
- [126] WATTERSON, P.A.: Energy calculation of a permanent magnet system by surface and flux integrals (the flux-mmf method). In: *IEEE Transactions on Magnetics* 36 (2000), Nr. 2
- [127] FU, W.N. ; ZHOU, P. ; LIN, D. ; STANTON, S. ; CENDES, Z.J.: Magnetic Force Computation in Permanent Magnets Using a Local Energy Coordinate Derivative Method. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 40 (2004), Nr. 2
- [128] EBRAHIMI, A.: *Hybrid Analytical Modeling and Optimization of Surface Mounted Permanent Magnetic Synchronous Motors Considering Spatial Harmonics*, Universität Stuttgart, Diss., 2017
- [129] STEINBRINK, J.: *Kraftwirkungen in permanentmagneterregten Maschinen*, Leibniz Universität Hannover, Diss., 2006
- [130] MEESSEN, K.J. ; PAULIDES, J.J.H. ; LOMONOVA, E.A.: Force Calculations in 3-D Cylindrical Structures Using Fourier Analysis and the Maxwell Stress Tensor. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 49 (2013), Nr. 1, S. 536–545
- [131] PONICK, B.: Das Luftspaltmoment elektrischer Maschinen unter Berücksichtigung parametrischer Effekte. In: *Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik)* 81 (2), Nr. 5, S. 291–296
- [132] AHN, H. ; JANG, G. ; CHANG, J. ; CHUNG, S. ; KANG, D.: Reduction of the Torque Ripple and Magnetic Force of a Rotatory Two-Phase Transverse Flux Machine Using Herringbone Teeth. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 44 (2008), Nr. 11, S. 4066–4069
- [133] FEI, W. ; ZHU, Z.Q.: Comparison of Cogging Torque Reduction in Permanent Magnet Brushless Machines by Conventional and Herringbone Skewing Techniques. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 28 (2013), Nr. 3
- [134] ZHAO, W. ; LIPO, T.A. ; KWON, B.: Torque Pulsation Minimization in Spoke-type Interior Permanent Magnet Motors With Skewing and Sinusoidal Permanent Magnet Configurations. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 51 (2015), Nr. 11, S. 1–4
- [135] FEI, W. ; LUK, P.C. ; LIANG, W.: Comparison of torque characteristics in permanent magnet synchronous machine with conventional and herringbone rotor step skewing techniques. In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016
- [136] PARK, G. ; KIM, Y. ; JUNG, S.: Design of IPMSM Applying V-Shape Skew Considering Axial Force Distribution and Performance Characteristics According to the Rotating Direction. In: *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 26 (2016), Nr. 4, S. 1–5

- [137] HWANG, C.-C. ; CHO, Y.H.: Effects of leakage flux on magnetic fields of interior permanent magnet synchronous motors. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 37 (2001), Nr. 4
- [138] LAZARI, P. ; WANG, J. ; SEN, B.: 3-D Effects of Rotor Step-Skews in Permanent Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Machines. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 51 (2015), Nr. 11
- [139] AHN, H.-W. ; JUN, H.-W. ; LEE, H.-W. ; GO, S.-C. ; LEE, J.: Study of New PMSM Design for Leakage Magnetic Flux Reduction. In: *Journal of Electrical Engineering and Technology* 11 (2016)
- [140] PUTRI, A.K.: *Methoden zur Bewertung von Oberwelleneffekten in permanentmagneterregten Synchronmaschinen kleiner Leistung*, RWTH Aachen, Diss., 2018
- [141] RICHTER, R.: *Elektrische Maschinen - Erster Band: Allgemeine Berechnungselemente, Die Gleichstrommaschinen*. Berlin Heidelberg New York : Springer-Verlag, 1967
- [142] MISIR, Onur: *Betriebsverhalten von Synchronmaschinen mit unsymmetrischer Ständerwicklung*, Leibniz Universität Hannover, Diss., 2018
- [143] SCHERRER, M.: *Kerbspannung und Kerbformoptimierung*, Karlsruher Institut für Technologie, Diss., 2004
- [144] WITTEL, H. ; JANNASCH, D. ; VOSSIEK, J. ; SPURA, C.: *Roloff/Matek Maschinenelemente*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2017
- [145] DARYUSI, A.: *Beitrag zur Ermittlung der Kerbwirkung an Zahnwellen mit freiem und gebundenem Auslauf*, Technische Universität Dresden, Diss., 2009
- [146] HOWE, D. ; HAMMOND, P.: Distribution of axial flux on the stator surfaces at the ends of turbogenerators. In: *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* 121 (1974), Nr. 9, S. 980–990
- [147] LIENEKE, T. ; DE GROOT, S. ; ; ADAM, G.A.O. ; ZIMMER, D.: Dimensional tolerances for Additive Manufacturing: Experimental investigation of manufacturing accuracy for Selective Laser Melting. In: *Summer Topical Meeting of the American Society of Precision Engineering (ASPE)*, 2016
- [148] LIENEKE, T. ; ADAM, G. ; LEUDERS, S. ; KNOOP, F. ; JOSUPEIT, S. ; DELFS, P. ; FUNKE, N. ; ZIMMER, D.: Systematical Determination of Tolerances for Additive Manufacturing by Measuring Linear Dimensions. In: *26th International Solid Freeform Fabrication Symposium - An Additive Manufacturing Conference*, 2015
- [149] DOUBENSKAIA, M. ; ZHIRNOV, I. ; TELESHEVSKIY, V. ; BERTRAND, P. ; SMUROV, I.:

- Determination of True Temperature in Selective Laser Melting of Metal Powder Using Infrared Camera. In: *Materials Science Forum* 834 (2015)
- [150] SPEARS, T.G. ; GOLD, S.A.: In-process sensing in selective laser melting (SLM) additive manufacturing. In: *Integrating Materials and Manufacturing Innovation* 5 (2016), Nr. 1
- [151] KEAVENEY, S. ; SHMELIOV, A. ; NICOLOSI, V. ; DOWLING, D. P.: Investigation of process by-products during the Selective Laser Melting of Ti6AL4V powder. In: *Additive Manufacturing* 36 (2020)
- [152] PLOTKOWSKI, A. ; PRIES, J. ; LIST, F. ; NANDWANA, P. ; STUMP, B. ; CARVER, K. ; DEHOFF, R.R.: Influence of scan pattern and geometry on the microstructure and soft-magnetic performance of additively manufactured Fe-Si. In: *Additive Manufacturing* 29 (2019)
- [153] DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG E.V.: *DIN EN 60034-1: Drehende elektrische Maschinen - Teil 1: Bemessung und Betriebsverhalten*. 2010. – Norm
- [154] VEREIN DEUTSCHER INGENIEURE E.V.: *VDI 2221: Entwicklung technischer Produkte und Systeme - Modell der Produktentwicklung*. 2019. – VDI-Richtlinie
- [155] DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG E.V.: *DIN 69901-2: Projektmanagement –Projektmanagementsysteme –Teil 2: Prozesse, Prozessmodell*. 2009. – Norm
- [156] SLM SOLUTIONS GROUP AG: *SLM 800*. <https://www.slm-solutions.com/de/produkte-und-loesungen/maschinen/slm-800/>. Version: Januar 2021
- [157] GENERAL ELECTRIC COMPANY: *X Line 2000R*. <https://www.ge.com/additive/additive-manufacturing/machines/dmlm-machines/x-line-2000r>. Version: Januar 2021
- [158] TIISMUS, H. ; KALLASTE, A. ; VAIMANN, T. ; RASSÖLKIN, A. ; BELAHCEN, A.: Technologies for Additive Manufacturing of Electrical Machines. In: *2019 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*, 2019
- [159] STÖLTING, H.-D.: *Handbuch elektrische Kleinantriebe*. Hanser, 2006
- [160] GENERAL ELECTRIC COMPANY: *Nuclear Power Product Catalog*. [https://www.ge.com/content/dam/gepower-nuclear/global/en\\_US/documents/Nuclear-Product-Catalog.pdf](https://www.ge.com/content/dam/gepower-nuclear/global/en_US/documents/Nuclear-Product-Catalog.pdf). Version: Oktober 2019
- [161] ITAIPU BINACIONAL: *Itaipu Generating Units*. <https://www.itaipu.gov.br/en/energy/generating-units>. Version: Januar 2021

- [162] GRAY, R.F. ; MONTGOMERY, L. ; NELSON, R. ; PIPKIN, J. ; JOKI-KORPEL, S. ; CAGUIAT, F.: Designing the cooling systems for the world's most powerful turbogenerator - Olkiluoto unit 3. In: *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2006
- [163] AWISZUS, B. ; BAST, J. ; DÜRR, H. ; MATTHES, K.-J.: *Grundlagen der Fertigungstechnik*. Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2012
- [164] TOH, W.Q. ; WANG, P. ; TAN, X. ; NAI, M.L.S. ; LIU, E. ; TOR, S.B.: Microstructure and Wear Properties of Electron Beam Melted Ti-6Al-4V Parts: A Comparison Study against As-Cast Form. In: *Metals* 6 (2016), Nr. 11
- [165] FOUSOVA, M. ; VOJTECH, D. ; KUBASEK, J. ; DVORSKY, D. ; MACHOVA, M.: 3D Printing as an Alternative to Casting, Forging and Machining Technologies? In: *Manufacturing Technology* 15 (2015), 11, S. 809–814
- [166] VEVERS, A. ; KROMANIS, A. ; GERINS, E. ; OZOLINS, J.: Additive Manufacturing and Casting Technology Comparison: Mechanical Properties, Productivity and Cost Benchmark. In: *Latvian Journal of Physics and Technical Sciences* 55 (2018), S. 56–63
- [167] WANG, P. ; TAN, X. ; NAI, M. L. S. ; TOR, S. B. ; WEI, J.: Spatial and geometrical-based characterization of microstructure and microhardness for an electron beam melted Ti-6Al-4V component. In: *Materials & Design* 95 (2016), S. 287–295
- [168] STAUBACH, C. ; KRANE, S.: Detection of faults in rotor-windings of turbogenerators. In: *Conference on Diagnostics in Electrical Engineering (Diagnostika)*, 2016, S. 1–4
- [169] KROK, R.: Assessment of Thermal Condition of Turbogenerator's Excitation Winding with New Hybrid Cooling System. In: *International Symposium on Electrical Machines (SME)*, 2018, S. 1–6
- [170] WOLSCHIN, G.: *Hydrodynamik*. Springer Berlin Heidelberg, 2016
- [171] VEREIN DEUTSCHER INGENIEURE E.V.: *VDI-Wärmeatlas*. Springer Berlin Heidelberg, 2013
- [172] JURIS, P.: *Elektrische Antriebssysteme mit sehr hoher Drehmomentdichte für Elektro- und Hybridflugzeuge*, Leibniz Universität Hannover, Diss., 2018
- [173] GALEA, M.: *High performance, direct drive machines for aerospace applications*, University of Nottingham, Diss., 2013
- [174] LILIUM GMBH: *Lilium releases new flight footage and builds first manufacturing facility*. <https://lilium.com/newsroom-detail/lilium-releases-new-footage-of-air-taxi-as-it-completes-early-flight-testing-and-builds-first-manufacturing-facility>. Version: Oktober 2019

- [175] SCHUMANN, L.: *Reduktion des Energiebedarfs mittels eines batterieelektrischen Antriebs am Beispiel eines Kleinflugzeugs*, Universität Stuttgart, Diss., 2018
- [176] MARTINI, F.: *Extra 330 LE - Premiere für die E-robatic*. <https://www.aerokurier.de/motorflug/extra-330-le-premiere-fuer-die-e-robatic/>. Version: August 2016
- [177] HENKE, M. ; NARJES, G. ; HOFFMANN, J. ; WOHLERS, C. ; URBANEK, S. ; HEISTER, C. ; STEINBRINK, J. ; CANDERS, W.-R. ; PONICK, B.: Challenges and Opportunities of Very Light High-Performance Electric Drives for Aviation. In: *Energies* 11 (2018), Nr. 2
- [178] MANKINS, J.C.: Technology Readiness Level – A White Paper / National Aeronautics and Space Administration (NASA). 1995. – Forschungsbericht
- [179] TRNKA, N. ; RUDOLPH, J. ; WERNER, R.: Vergleich magnetischer Eigenschaften herkömmlicher und mittels 3D-Multimaterialdruck hergestellter Werkstoffe. In: *Freiberger Kolloquium Elektrische Antriebstechnik - A 932 : 70. BHT - Freiberger Universitätsforum* (2019)
- [180] YAKOUT, M. ; ELBESTAWI, M. ; WANG, L. ; MUIZELAAR, R.: Selective laser melting of soft magnetic alloys for automotive applications. In: *The 6th Joint Special Interest Group meeting between euspen and ASPE: Advancing Precision in Additive Manufacturing*, 2019
- [181] RUDOLPH, J. ; LORENZ, F. ; WERNER, R.: 3D-Multimaterialdruck für die Fertigung von Komponenten elektromagnetischer Energiewandler. In: *Freiberger Kolloquium Elektrische Antriebstechnik - A 925 : 68. BHT - Freiberger Universitätsforum* (2017)
- [182] COEY, J.M.D.: Perspective and Prospects for Rare Earth Permanent Magnets. In: *Engineering* 6 (2020), Nr. 2, S. 119–131
- [183] URBAN, N. ; HUBER, F. ; FRANKE, J.: Influences of process parameters on rare earth magnets produced by laser beam melting. In: *2017 7th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 2017
- [184] VOLEGOV, A.S. ; ANDREEV, S.V. ; SELEZNEVA, N.V. ; RYZHIKHIN, I.A. ; KUDREVA-TYKH, N.V. ; MÄDLER, L. ; OKULOV, I.V.: Additive manufacturing of heavy rare earth free high-coercivity permanent magnets. In: *Acta Materialia* 188 (2020), S. 733–739
- [185] BITTNER, F. ; THIELSCH, J. ; DROSSEL, W.-G.: Laser powder bed fusion of Nd–Fe–B permanent magnets. In: *Progress in Additive Manufacturing* 5 (2020), Nr. 1, S. 3–9
- [186] TATE, J.G. ; RICHARDSON, B.S. ; LOVE, L.J.: Additive Manufacturing for Low Volume Bearings / Oak Ridge National Lab. (ORNL). 2017. – Forschungsbericht

- [187] WIENHAUSEN, A.H.: *Hochintegration leistungselektronischer Wandler ermöglicht durch 3D-Druck*, RWTH Aachen, Diss., 2019
- [188] SIMPSON, N. ; MELLOR, P.H.: Additive Manufacturing of Shaped Profile Windings for Minimal AC Loss in Electrical Machines. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018
- [189] WOHLERS, C. ; PONICK, B.: First estimations of stator dimensions for permanent magnet synchronous machines with tooth-coil windings and direct liquid cooling. In: *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM) Bd. 1*, 2020

# Wissenschaftlicher Lebenslauf

Name: Stefan Urbanek  
Geburtsdatum: 29.03.1989  
Geburtsort: Peine  
Staatsangehörigkeit: deutsch

## Beruflicher Werdegang:

seit 02/2021 Betriebsingenieur Offshore für elektrische Systeme  
bei der TenneT TSO GmbH  
11/2015 - 01/2021 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme und  
Leistungselektronik (IAL) der Leibniz Universität Hannover

## Akademische Ausbildung:

10/2013 - 09/2015 Master-Studium Wirtschaftsingenieurwesen/Elektrotechnik  
an der Technischen Universität Braunschweig  
09/2011 - 02/2012 Auslandssemester in Spanien  
an der Universidad de Las Palmas de Gran Canaria  
10/2009 - 09/2013 Bachelor-Studium Wirtschaftsingenieurwesen/Elektrotechnik  
an der Technischen Universität Braunschweig  
07/2008 Abitur am Martino-Katharineum Braunschweig

## Praktische Erfahrung:

09/2014 - 12/2014 Ingenieurpraktikum bei der Volkswagen AG in Isenbüttel  
10/2013 - 09/2014 Studentische Hilfskraft am Institut für Hochspannungstechnik  
und elektrische Energieanlagen der TU Braunschweig  
09/2012 - 03/2013 Fachpraktikum bei der Audi AG in Ingolstadt

**Veröffentlichungen:**

Urbanek, S.; Frey, P.; Ponick, B.; Magerkohl, S.; Zimmer, D.; Tasche, L.; Schaper, M.: *Design and Experimental Investigation of an Additively Manufactured PMSM Rotor*; IEEE IEMDC, Connecticut (virtuell), USA, 2021.

Kifel, D.; Urbanek, S.; Ponick, B.: *Design Study on Additive Manufacturing Technologies in Permanent Magnet Synchronous Machines for Electric Aircrafts*; WEMDCD, Modena, Italien (virtuell), 2021.

Magerkohl, S.; Zimmer, D.; Tasche, L.; Schaper, M.; Urbanek, S.; Ponick, B.: *Funktionsoptimierte AM-Gestaltung eines E-Rotors*; in: *Antriebstechnik - Zeitschrift für Konstruktion, Entwicklung und Anwendung von Antrieben und Steuerungen*, Vol. 60, 2021.

Urbanek, S.; Keuter, R.; Peter, E.; Ponick, B.: *Effects of Continuous Rotor Skewing in Additively Manufactured Permanent Magnet Rotors*, SPEEDAM 2020, Sorrento (virtuell), Italien, 2020.

Hullmann, M.; Urbanek, S.; Ponick, B.: *Surface Eddy Current Suppression on Additively Manufactured Solid Rotor Active Parts*, EEMODS 2019, Tokyo, Japan, 2019.

Urbanek, S.; Heide, D.; Bagaber, B.; Lohss, M.; Specht, B.; Paulig, X.; Mertens, A.; Ponick, B.: *Analysis of External Rotor Electric Drives for an All-Automatic Airborne Wind Energy System*, IEEE IEMDC, San Diego, USA, 2019.

Urbanek, S.; Ponick, B.: *Surface Eddy Current Loss Reduction in Additively Manufactured Permanent Magnet Rotor Active Parts*, IEEE ICEM, Alexandropolis, Griechenland, 2018.

Urbanek, S.; Ponick, B.; Taube, A.; Hoyer, K.-P.; Schaper, M.; Lammers, S.; Lieneke, T.; Zimmer, D.: *Additive Manufacturing of a Soft Magnetic Rotor Active Part and Shaft for a Permanent Magnet Synchronous Machine*, IEEE ITEC, Long Beach, USA, 2018.

Henke, M.; Narjes, G.; Hoffmann, J.; Wohlers, C.; Urbanek, S.; Heister, C.; Steinbrink, J.; Canders, W.-R.; Ponick, B.: *Challenges and Opportunities of Very Light High-Performance Electric Drives for Aviation*, MDPI Energies, 2018.

Urbanek, S.; Quattrone, F.; Ponick, B.: *Implementation and Validation of a New Analytic-Numeric Method for Dynamic Core Loss Calculation*, IEEE IEMDC, Miami, USA, 2017.