

DISS. ETH Nr. 22961

**DER NUTENLOSE LAGERLOSE
SCHEIBENLÄUFERMOTOR**

Abhandlung zur Erlangung des Titels

DOKTOR DER WISSENSCHAFTEN der ETH ZÜRICH

(Dr. sc. ETH Zürich)

vorgelegt von

DANIEL KLAUS STEINERT

Dipl.-Ing., Technische Universität Dresden

geboren am *05.05.1987*

von *Deutschland*

angenommen auf Antrag von

Prof. Dr. Johann W. Kolar, Referent
Prof. Dr. Jürgen Petzoldt, Korreferent

2015

Vorwort

Diese Arbeit entstand im Rahmen meines Doktorats am Institut für Leistungselektronik und Messtechnik der ETH Zürich in Zusammenarbeit mit der Firma *Levitronix GmbH*. Die enge Verbindung universitärer Forschung mit industrieller und anwendungsorientierter Entwicklung machte dieses Doktorat zu einer besonders interessanten und spannenden Aufgabe.

In erster Linie möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr. Johann W. Kolar für das entgegengebrachte Vertrauen bedanken sowie für die Möglichkeit, dieses interessante Themengebiet mit grosser Freiheit bearbeiten zu dürfen. Ebenso danke ich Herrn Dr. Thomas Nussbaumer für die äusserst hilfreiche, kompetente und inspirierende Unterstützung und die stets strategische Richtungsweisung, ohne welche diese Doktorarbeit nicht zu dem hier präsentierten Ergebnis geführt hätte. Bei Herrn Prof. Dr. Jürgen Petzoldt bedanke ich mich herzlich für die freundliche Übernahme des Korreferates.

Der Firma Levitronix danke ich für die Schaffung dieses einzigartigen Arbeitsumfelds im Technopark, für den Zugriff auf firmeneigenes, über Jahrzehnte hinweg aufgebautes Know-How im Bereich der Magnetlagertechnik, sowie für die Bereitstellung allen nötigen Materials für den Prototypenbau. Erst durch die Zusammenarbeit zwischen *Levitronix* und der *ETH Zürich* wurde diese Doktorarbeit ermöglicht.

Zudem bedanke ich mich bei allen Mitdoktoranden sowie den Mitarbeitern der Forschungsabteilung von *Levitronix*. Sie trugen — und tragen noch immer — zu dem motivierenden, stets kollegialen und überaus produktiven Arbeitsklima bei, welches die Arbeit in diesem Team stets zum Vergnügen werden lässt. Auch bedanke ich mich bei allen Studenten, die mit ihrer Arbeit einen Beitrag zu der Dissertation geleistet haben.

Mein tiefster Dank gilt ausserdem Franziska, meiner baldigen Ehefrau, für die orthographischen Korrekturen, die anregenden Diskussionen und vor allem für die stete und geduldige Unterstützung in allen beruflichen

und privaten Belangen. Schliesslich danke ich meinen Eltern, welche mir mit ihrer Unterstützung erst die Möglichkeit eröffneten, meinen Weg selbst zu wählen und im Wissen auf ständigen Rückhalt zu beschreiten.

Zürich, im März 2015

Daniel Steinert

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	iii
Kurzfassung	ix
Abstract	xi
Symbolverzeichnis	xiii
1 Einleitung	1
1.1 Motivation: Der lagerlose Lüfter	2
1.2 Stand der Technik	3
1.2.1 Lagerlose Scheibenläufermotoren	3
1.2.2 Nutzenlose Antriebe	4
1.3 Das nutzenlose Konzept im Vergleich	5
1.4 Aufbau der Arbeit	8
1.5 Publikationen	9
2 Der nutzenlose lagerlose Motor	11
2.1 Kraftbildung im lagerlosen Motor	12
2.2 Koordinatensystem	16
2.3 Passive Steifigkeiten	17
2.4 Erzeugung von Lagerkraft und Antriebsmoment	19
2.4.1 Erklärung am Beispiel der Topologie mit sechs Spulen	19
2.4.2 Semianalytische Berechnung von Lagerkraft und Antriebsmoment	21
2.5 Induktivitäten der Lager- und Antriebswicklungen	33
2.6 Zusammenfassung	38
3 Topologieuntersuchung	41
3.1 Rotormagnetisierung	42
3.1.1 Homogenität der passiven Steifigkeiten	42
3.1.2 Magnetisierungsvarianten	43

3.1.3	Steifigkeiten	45
3.2	Wicklungskonzepte	47
3.2.1	Kombinierte und getrennte Wicklungen	47
3.2.2	Bedingungen für mögliche Wicklungen	51
3.2.3	Leistungselektronik	54
3.2.4	Wicklungstopologien für ein- und zweipolpaarige Rotoren	54
3.2.5	Vergleich der Topologien	59
3.3	Zusammenfassung	62
4	Auslegung und Realisierung der Prototypen	65
4.1	Vorstellung der realisierten Prototypen	65
4.1.1	Prototypen der Serie S10: 102 mm Rotoren ver- schiedener Höhe und Dicke	68
4.1.2	Prototyp S02: 22 mm High-Speed-Motor	70
4.1.3	Prototyp S16: 165 mm Rotor	71
4.1.4	Prototyp S37: 370 mm Rotor	72
4.2	Festigkeitsanalyse	73
4.2.1	Grundlagen der Festigkeitslehre und Kennwerte der Rotormaterialien	75
4.2.2	Spannung in rotierenden Scheiben und Ringen	77
4.2.3	Festigkeit der Rotorschalen	81
4.3	Konstruktionsrichtlinien	83
4.3.1	Luftspaltgeometrie	83
4.3.2	Magnet- und Rückschlussdicke	86
4.3.3	Rotor- und Statorhöhe	88
4.3.4	Zusammenfassung	92
4.4	Testergebnisse	92
5	Aspekte der Regelung des nutzenlosen lagerlosen Motors	97
5.1	Regelschema	97
5.2	Winkelverzerrung durch das Antriebsfeld	98
6	Verlustanalyse	103
6.1	Eisenverluste	104
6.1.1	Berechnung mit Steinmetzformel	105
6.1.2	Einfluss der Feldform auf die Eisenverluste	105
6.2	Wirbelstromverluste in den Spulen	111
6.3	Stromrippelverluste	117

6.4	Kupferverluste zufolge der Spulenstromgrundschiwingung	123
6.5	Lufttreibungsverluste	123
6.6	Umrichterverluste	125
6.7	Vergleich und Messung der Leerlaufverluste der Prototypen	125
6.7.1	Gesamtverluste der Prototypen	126
6.7.2	Vergleich der Verluste	128
6.7.3	Lastabhängigkeit der Verluste	131
6.7.4	Zusammenfassung	133
7	Der lagerlose Lüfter	135
7.1	Axialventilator mit Motor S16	136
7.1.1	Messungen und Leistungsdaten	138
7.1.2	Aufteilung der Verluste im Ventilator	141
7.1.3	Axiale Belastung des Flügelrads	141
7.2	Radialventilator mit Motor S10.1	143
8	Zusammenfassung und Ausblick	147
A	Anhang	151
A.1	Herleitung der Volumenkraftdichte im magnetischen Feld	151
A.2	Leistungsumsatz mittels Lorentzkraft	158
 Literaturverzeichnis		 161
 Abbildungsverzeichnis		 169
 Tabellenverzeichnis		 173
 Lebenslauf		 175

Kurzfassung

Magnetlager und lagerlose Motoren werden aufgrund ihrer Berührungs-, Schmiermittel-, Verschleiss- und Wartungsfreiheit bereits in verschiedenen Anwendungen eingesetzt. Hierzu gehören Pumpsysteme für hochreine Flüssigkeiten im Halbleiter- und Pharmaziebereich, Mixer für scherkraftsensitive Medien, Rotationssysteme für die Halbleiterbearbeitung sowie Antriebe in der Vakuumtechnik. Dabei werden bevorzugt lagerlose Motoren eingesetzt, welche aufgrund der Integration von Magnetlager und Antrieb im selben Magnetkreis eine geringere Systemkomplexität sowie eine einfachere und kompaktere Bauweise als herkömmliche Motoren mit Magnetlager aufweisen.

Eine grosse Herausforderung stellen oftmals die hohen elektrischen Verluste solcher Systeme dar, welche die industrielle Nutzung lagerloser Motoren für Anwendungen mit hohen Drehzahlen bislang verhindern. Hierzu zählen zum Beispiel lagerlose Lüfter, welche eine hohe Umfangsgeschwindigkeit und damit eine hohe Drehzahl bei gleichzeitig grossem Rotordurchmesser erfordern. Ohne mechanische Lager wird eine hermetische Kapselung des Motors möglich, wodurch mit lagerlosen Lüftern die Förderung chemisch aggressiver Gase erleichtert werden kann.

Vor diesem Hintergrund befasst sich die vorliegende Arbeit mit der Untersuchung eines neuartigen nutzenlosen Konzepts lagerloser Scheibenläufermotoren für hohe Drehzahlen bei gleichzeitig geringen Verlusten. Im Gegensatz zu bisherigen lagerlosen Motoren besitzen die analysierten Motoren ein ringförmiges Statoreisen ohne Zähne. Bei hohen Drehzahlen führt dies aufgrund einer homogeneren Verteilung des Magnetfelds im Luftspalt und des geringeren Eisenvolumens zu deutlich geringeren Verlusten als bei Systemen mit Statorzähnen. Vor allem die stark drehzahlabhängigen Wirbelstromverluste im Rotor werden bei nutzenlosen Motoren nahezu komplett eliminiert.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden insgesamt fünf Prototypen mit Rotordurchmessern von 22 mm bis 370 mm und Nenndrehzahlen von 3400 U/min

bis 150 000 U/min realisiert, welche das Potenzial der nutzenlosen Topologie aufzeigen. Als Anwendungsbeispiel werden zwei dieser Prototypen als Radial- und Axialventilator ausgeführt und demonstrieren die Leistungsfähigkeit der Motoren in einer industriebezogenen Anwendung im Leistungsbereich bis 1 kW.

Zu Beginn der Arbeit wird die Funktionsweise der Kraft- und Drehmomentbildung analysiert. Darauf aufbauend werden mögliche Rotor- und Wicklungskonzepte für den nutzenlosen Scheibenläufermotor aufgezeigt und hinsichtlich ihrer Eigenschaften von Lager und Antrieb evaluiert. Für ein- und zweipolpaarige Rotoren stehen insgesamt zehn mögliche Topologievarianten zur Wahl. Der Realisierung der Prototypen gehen Berechnungen der mechanischen Festigkeit des Rotors sowie die Auslegung des Magnetkreises voraus. Alle theoretischen Untersuchungen werden jeweils mit den zur Verfügung stehenden Prototypen verifiziert.

Eine umfassende Verlustanalyse, welche die einzelnen Verlustanteile im Stator, Rotor und Umrichter berücksichtigt, ermöglicht die anwendungsspezifische Anpassung der Motoren hinsichtlich einer weiteren Verlustreduktion. Zudem werden sensor- und regelungstechnische Besonderheiten des Motortyps analysiert, welche zur Lageregelung bei hohen Drehzahlen beachtet werden müssen. Schliesslich werden mit den Prototypen des lagerlosen Lüfters in radialer und axialer Ausführung die Robustheit des Systems und die Tauglichkeit für industrielle Anwendungen demonstriert.

Abstract

Magnetic bearings and bearingless motors are used in various fields due to their contact- and maintenance-free operation and the absence of lubrication and abrasion. Applications include pumps in the semiconductor and pharmaceutical industry, mixers for shear-stress sensitive media, rotation systems for semiconductor processing and actuators in vacuum technology. As in a bearingless motor the magnetic bearing and drive systems are integrated into the same magnetic circuit, they have a lower system complexity and a simpler and more compact design compared to conventional motors with explicit magnetic bearings.

However, the high electrical losses of such systems prevent bearingless motors from being used in industrial high-speed applications so far. These include bearingless fans, which require high circumferential speeds and, therefore, high rotational speeds and large rotor diameters. As mechanical bearings are omitted with bearingless fans, a hermetic encapsulation of the machine is possible, which facilitates the processing of chemically aggressive gases.

This thesis deals with the investigation of a novel slotless bearingless disc drive for high rotational speeds. Unlike previous bearingless motors, these machines have a ring-shaped stator iron without teeth. Due to a more homogeneous distribution of the magnetic field in the air gap and due to the lower iron volume, the electromagnetic losses are significantly reduced compared to systems with slotted stator. Especially the highly speed-dependent eddy current losses in the rotor are nearly completely eliminated in slotless motors.

Five prototypes with rotor diameters from 22 mm to 370 mm and rotational speeds from 3400 r/min to 150 000 r/min, which demonstrate the capabilities of the slotless topology, are implemented. Two of these prototypes are designed as radial and axial fans and demonstrate the performance of the motors in an industry-related application with output powers up to 1 kW.

At the beginning of the thesis, the operating principle of force- and torque-generation is analyzed. Possible rotor magnetizations and winding concepts are identified and evaluated regarding their bearing and drive performance. One- and two-pole-pair rotors offer a choice of ten different topologies. After the realized prototypes are explained and tested, the calculations of the mechanical rotor strength as well as the optimization of the magnetic circuit is presented. All theoretical results are verified in experiments using the available prototypes.

A comprehensive loss analysis, which takes into account the different loss portions in the stator, the rotor and the inverter, enables further loss-reduction by application-specific optimization of the motor. In addition, specific particularities of the angular sensor system and the field-oriented control of the slotless bearingless motor, which have to be taken into account to achieve a stable position control at high rotational speeds, are analyzed. Finally, the robustness of the system and the suitability for industrial applications is demonstrated by two bearingless fan prototypes.

Symbolverzeichnis

Formelzeichen - lateinisch

c_d	Radialsteifigkeit in Magnetisierungsrichtung	N/mm
c_{ed}	Parameter der Wirbelstromverluste	W/(kgHz ² T ^{2.3})
c_{hy}	Parameter der Hystereseverluste	W/(kgHzT ^{1.6})
c_q	Radialsteifigkeit quer zur Magnetisierungsrichtung	N/mm
c_z	Axialsteifigkeit	N/mm
c_α	Kippsteifigkeit um die d-Achse	Nm/°
c_β	Kippsteifigkeit um die q-Achse	Nm/°
d	Dicke	m
e	Einheitsvektor	
f	Frequenz	Hz
f_S	Schaltfrequenz	Hz
f_V	Volumenkraftdichte	N/m ³
h	Höhe	m
i	Strom	A
i_{pp}	Rippelstrom	A
k_B	Statorfeldkonstante	T/A
k_F	Lagerkonstante	N/A
k'_F	Lagerkonstante bezogen auf Strombelag	N/(A/m)
k_M	Motorkonstante	Nm/A
k'_M	Motorkonstante bezogen auf Strombelag	Nm/(A/m)
m	Anzahl Phasen	
m	Masse	kg
n	Drehzahl	U/min
p	Polpaarzahl	
p	Druck	Pa
p_{PM}	Polpaarzahl des Rotors	
p_{dyn}	dynamischer Druck	Pa

p_t	Totaldruck	Pa
p_{tt}	Totaldruckdifferenz	Pa
p_s	statischer Druck	Pa
p_S	Polpaarzahl des Stators	
q	Linienkraftdichte	N/m
q_V	Volumenstrom	l/s
r	Radius	m
r_a	Aussenradius	m
r_i	Innenradius	m
r_m	mittlerer Radius	m
t	Zeit	s
u	Umfangsgeschwindigkeit	m/s
u	elektrische Spannung	V
w	Windungszahl pro Spule	
(r, φ, z)	Zylinderkoordinaten	(m, °, m)
(x, y, z)	kartesische Koordinaten	(m, m, m)
A	Fläche	m ²
\mathcal{A}	magnetisches Vektorpotential	Vs/m
A_{eff}	Druckwirksame Fläche des Flügelrads	m ²
\hat{A}_{ps}	Amplitude des Ankerstrombelags mit Polpaarzahl p_S	A/m
A_R	Fläche des Flügelrads	m ²
A_S	Ankerstrombelag	A/m
B	Magnetische Flussdichte	T, Vs/m ²
B_{PM}	Flussdichte im Luftspalt durch Rotormagnete	T, Vs/m ²
B_S	Flussdichte im Luftspalt erzeugt vom Stator	T, Vs/m ²
D	Durchmesser	m
E	Elastizitätsmodul	kN/mm ²
F	Kraft	N
H	magnetische Feldstärke	A/m
I	Strom	A
J	Stromdichte	A/m ²
\mathbf{K}	Transformationsmatrix	
K_{harm}	harmonischer Einflussfaktor	W/A ²

K_θ	Kompensationswert für Winkelabweichung	1/A
L	Induktivität	H
L	Umlauflänge der Windungen einer Spule	m
\bar{L}	mittlere Umlauflänge einer Windung	m
M	Drehmoment	Nm
N	Anzahl Spulen	
N_{ph}	Anzahl Spulen pro Phase	
P	Leistung	W
P_{fluid}	fluidische Ausgangsleistung des Ventilators	W
$P_{V,\text{ctrl}}$	Umrichterverlustleistung	W
$P_{V,\text{Cu}}$	Lastabhängige Kupferverlustleistung zufolge des Spulenstroms	W
$P_{V,\text{Cu,ed}}$	Proximity-Verlustleistung in den Spulen	W
$P_{V,\text{ed}}$	Wirbelstromverlustleistung	W
$P_{V,\text{Fe}}$	Eisenverlustleistung	W
$P_{V,\text{hy}}$	Hystereseverlustleistung	W
$P_{V,\text{Luft}}$	Luftreibungsverlustleistung	W
$P_{V,\text{ripple}}$	Stromrippel-Verlustleistung	W
R	elektrischer Widerstand	Ω
R_{m}	Zugfestigkeit	MPa
$R_{\text{p}0.2}$	0.2 %-Dehngrenze	MPa
S	mechanischer Sicherheitsfaktor	
S_{ctrl}	Inverter-Scheinleistung	VA
T_{t}	Totzeit	ms
U	elektrische Spannung	V
V	Volumen	m ³
W	Energie	J

Formelzeichen - griechisch

α	Verkippwinkel des Rotors um d -Achse	$^\circ$
β	Verkippwinkel des Rotors um q -Achse	$^\circ$
β_{ed}	Parameter der Wirbelstromverluste	
β_{hy}	Parameter der Hystereseverluste	
γ	Winkelposition des Rotors (elektrisch)	$^\circ$

δ	Luftspalt	m
ϵ	Elliptizität des Magnetfelds im Statoreisen	
ϵ_a	Einflussfaktor der Feldform auf alternierende Hystereseverluste	
ϵ_r	Einflussfaktor der Feldform auf rotierende Hystereseverluste	
η	Wirkungsgrad	
ϑ	Öffnungswinkel der Spulen	°
θ	Winkelabweichung	°
μ	magnetische Permeabilität	Vs/(Am)
μ_0	magnetische Feldkonstante	Vs/(Am)
μ_r	relative Permeabilität	
ν	Querkontraktionszahl	
ξ	Verzerrungsfaktor des Luftspaltfeldes	
ρ	Dichte	kg/m ³
σ	mechanische Spannung	MPa
σ_V	mechanische Vergleichsspannung	MPa
φ	Phasenwinkel	°
χ_{ctrl}	Verlustleistungskoeffizient des Umrichters	
ω	Winkelgeschwindigkeit	1/s
Θ	Durchflutung	A
Φ	magnetischer Fluss	Vs
Ψ	verketteter Fluss	Vs

Indizes

<i>a</i>	alternierend
bng	Lager
ctrl	Umrichter
d	in d-Richtung (Magnetisierungsrichtung, rotorfest)
drv	Antrieb
el	elektrisch
Fe	Eisen, Rotorrückschluss
in	Eingang-
L	Lorentz-, Leiter

M	Maxwell-
mag	magnetisch
max	maximal-, höchst-
mech	mechanisch
min	mindest-
mot	Motor
out	Ausgangs-
p	von Druck herrührend (mech. Spannung)
PM	Permanentmagnet, Rotormagnet
q	in q-Richtung (quer zur Magnetisierungsrichtung, rotorfest)
r	rotierend
R	Rotor
RM	Rotormantel
rms	Effektivwert, RMS
rad	radial
S	Stator(-eisen)
Sp	Spule
tan	tangential
u	von Umfangsgeschwindigkeit herrührend (mech. Spannung)
V	Verlust-
r, φ , z	in radialer, tangentialer, axialer Richtung (in Zylinderkoordinaten)
R, S, T	Phasen der Lagerströme
U, V, W	Phasen der Antriebsströme
x, y, z	in x-, y-, bzw. z- Richtung (statorfest, kartesisch)

Konstanten

g	Erdbeschleunigung	9.81 m/s ²
μ_0	Magnetische Feldkonstante	$4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/(Am)

Konventionen

\mathbf{B}	Vektor, Matrix
\hat{I}	Spitzenwert, Amplitude (hier: eines Stromes)
\bar{L}	Mittelwert (hier: einer Länge)

Abkürzungen

2D	zweidimensional
3D	dreidimensional
FEM	Finite-Elemente-Methode
FFT	schnelle Fourier-Transformation (Fast Fourier Transform)
NdFeB	Neodym-Eisen-Bor
PM	Permanentmagnet
PWM	Pulsweitenmodulation

Geometrieparameter des lagerlosen Motors

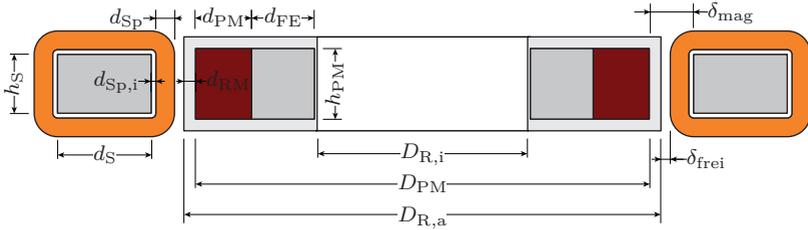


Abbildung 1: Definition der Geometrieparameter des lagerlosen Motors.

d_{PM}	Dicke der Rotormagnete	m
d_{RS}	Dicke des Rotorrückschlusses	m
d_S	Dicke des Stator Eisens	m
d_{Sp}	Dicke der Spulen	m
$d_{Sp,i}$	Dicke der Spulenisolations	m
h_S	Höhe des Stator Eisens	m
h_{PM}	Höhe der Rotormagnete	m
D_{PM}	Aussendurchmesser der Rotormagnete	m
$D_{R,a}$	Aussendurchmesser des Rotors	m
$D_{R,i}$	Innendurchmesser des Rotors	m
δ_{mag}	magnetischer Luftspalt	m
δ_{frei}	freier Luftspalt	m

Kapitel 1

Einleitung

Magnetgelagerte Antriebe und auch lagerlose Motoren werden seit längerem erforscht und entwickelt und haben bereits Einzug in eine Vielzahl von Anwendungen gehalten, auch wenn diese Anwendungen meist nur kleinere Nischen darstellen [1–3]. Neben der Abriebs- und Verschleissfreiheit, welche diese Motoren für hohe Drehzahlen und lange Lebensdauer prädestiniert, ist für viele industrielle Anwendungen vor allem der freie Luftspalt ausschlaggebend. Durch diesen kann beispielsweise der Pumpkopf lagerloser Pumpen hermetisch abgedichtet werden und ist dadurch chemisch resistent, geschützt vor jeglicher Verunreinigung und leicht austauschbar [4, 5]. Bei Mixeranwendungen kann der Rotor durch den Tank hindurch gelagert werden und ermöglicht scherkraftarmes Mixen und einfache Sterilisierbarkeit in der Biotechnologie [6, 7]. Auch in der Halbleiterindustrie können Rotoren durch eine hermetisch dichte Prozesskammerwand hindurch gelagert werden, wobei eine partikelfreie Bearbeitung der Wafer garantiert ist [8–10].

Lagerlose Scheibenläufermotoren kombinieren Magnetlager und Antrieb in einem Magnetkreis, wobei der scheiben- oder ringförmige Rotor bereits in drei Freiheitsgraden passiv stabil ist. Dies hat eine im Vergleich zu Langläufermotoren geringe Systemkomplexität und einfache Geometrie des Luftspalts zufolge.

Oftmals stehen jedoch die hohen elektrischen Verluste, welche in lagerlosen Motoren bei grossen Drehzahlen auftreten, einer Anwendung im Wege. Die hohen Flussdichten im Luftspalt erzeugen in Verbindung mit den Zähnen des Stators Wirbelströme im Statoreisen und in der leitfähigen Ummantelung des Rotors. Dadurch werden besonders bei hohen Drehzahlen grosse Verluste erzeugt. Beim nutenlosen Motor werden durch Weglassen der Zähne nicht nur diese stark drehzahlabhängigen Ver-

luste reduziert: Der Motor wird kompakter, das Eisenvolumen und die Kosten werden gesenkt.

Ziel dieser Arbeit ist, mit dem nutzenlosen Konzept einen neuartigen lagerlosen Scheibenläufermotor zu entwickeln, welcher durch reduzierte Verluste, höhere Drehzahl, kompakteren Aufbau und geringere Kosten die Anwendungsgebiete lagerloser Motoren erweitert.

1.1 Motivation: Der lagerlose Lüfter

Eine beispielhafte Anwendung für hohe Drehzahlen sind lagerlose Lüfter. Zum Absaugen aggressiver Gase und Dämpfe, wie sie zum Beispiel in der Halbleiterindustrie entstehen, werden derzeit noch immer ausschließlich Ventilatoren mit mechanischen Lagern eingesetzt. Da diese Lager sowie die notwendigen Dichtungen in chemisch aggressiven Umgebungen korrodieren, wird die Lebensdauer der Gebläse reduziert. Zudem müssen Filter eingesetzt werden, um die Lager zu schützen.

Bei einem lagerlosen Motorkonzept entfällt der Verschleiss durch mechanischen Kontakt. Ähnlich den lagerlosen Pumpen ist eine hermetische Kapselung mit chemisch resistenten Materialien möglich, was die Lebensdauer des Lüfters erhöht und zusätzliche Filter überflüssig macht.

In Vorarbeiten wurde die Machbarkeit lagerloser Lüfter bereits demonstriert. An der JKU Linz wurde ein lagerloser Axiallüfter entwickelt und patentiert, welcher den Antrieb und das Magnetlager in der Nabe des Flügelrads integriert [11, 12]. Diese Topologie erlaubt hohe Drehzahlen ohne jeglichen Verschleiss, lässt aber aufgrund der komplizierten Luftspaltgeometrie kaum eine hermetische Kapselung des Stators zu.

Auch lagerlose Lüfter mit Scheibenläufermotor wurden bereits untersucht. In der Arbeit von R. Baumschlager wurde ein lagerloser Scheibenläufermotor als Radialventilator für die Anwendung in medizinischen Beatmungsgeräten entwickelt [13]. Ein ähnliches Konzept untersuchte C. Zingerli für einen magnetgelagerten Axialventilator [14]. Hierbei zeigte sich jedoch, dass die Drehzahlen dieser Lüfter aufgrund hoher Verlustleistungen begrenzt sind.

Allerdings erfordern industrielle Anwendungen höhere Förderdrücke und damit grössere Drehzahlen als bisher erreicht wurden. Da der Förderdruck von Ventilatoren quadratisch und die Ausgangsleistung gar ku-

bisch mit der Drehzahl steigt, kann durch Erhöhung der Drehzahl die Leistungsfähigkeit von Ventilatoren signifikant gesteigert werden [15].

Auch für andere Bereiche, wie z. B. für Motoren zur Bearbeitung von Halbleiterwafern, werden damit durch die Reduktion der Motorverluste und die dadurch mögliche Erhöhung der Maximaldrehzahl lagerlose Motoren attraktiver.

1.2 Stand der Technik

1.2.1 Lagerlose Scheibenläufermotoren

Die ersten Patente zu lagerlosen Motoren wurden ab 1975 angemeldet [16–18]. Hier wird bereits das Prinzip beschrieben, wonach ein Rotor mit p Polpaaren in einem Statorfeld mit Polpaarzahl $p + 1$ aktiv magnetisch gelagert werden kann, während ein zweites Wicklungssystem mit p Polpaaren den Rotor antreibt. Erst knapp 15 Jahre später ist die Technik so weit vorangeschritten, dass von J. Bichsel eine auf diesem Konzept basierende lagerlose permanentmagneterregte Synchronmaschine praktisch umgesetzt werden konnte [19]. Kurze Zeit später wurde von R. Schöb dieses Konzept auf lagerlose Asynchronmotoren ausgeweitet [20].

Durch Weiterentwicklung zum lagerlosen Scheibenläufermotor, welcher in drei Freiheitsgraden passiv stabil ist, ermöglichte N. Barletta erstmals die kommerzielle Anwendung lagerloser Motoren [21]. Durch die kompakte Bauweise, die verminderte Komplexität von Leistungselektronik und Messtechnik, sowie die Möglichkeit den Luftspalt zur Kapselung des Rotorraums zu nutzen, wurden lagerlose Pumpen für die Herzunterstützung sowie für die Halbleiterindustrie zum Erfolgskonzept der Firma *Levitronix*. Es folgten die bereits genannten Anwendungen von Mixern und Rotationssystemen für die Halbleitertechnologie.

Allen genannten Motoren ist gemein, dass die Wicklungen in die Nuten des Stators eingelegt sind bzw. bei sogenannten konzentrierten Wicklungen um die Statorzähne gewickelt sind. Da durch die Statorzähne das Magnetfeld im Luftspalt verzerrt wird, werden Wirbelströme in den Magneten sowie in der Ummantelung des Rotors induziert [22]. Die daraus resultierenden Wirbelstromverluste machen genutzte Konzepte aufgrund der hohen Wärmeentwicklung in Rotor und Stator für hohe Drehzahlen nur bedingt geeignet.

1.2.2 Nutzenlose Antriebe

Von L. W. Langley wurde 1982 ein bürstenloser Gleichstrommotor für hohe Drehzahlen patentiert, welcher einen nutzenlosen Stator mit sechs toroidal gewickelten Spulen besitzt [23]. Die Vorteile dieser Wicklungsart liegen neben einer einfachen Fertigung und kompakten Bauweise auch in den geringen elektrischen Verlusten bei hohen Drehzahlen. Im direkten Vergleich von genuteten und nutzenlosen Motoren wurden die reduzierten Verluste nachgewiesen [24].

Erstmalige Anwendung in elektrischen Maschinen fand die toroidale Ringwicklung bereits 1860 in der von Antonio Pacinotti konstruierten *magneto-elektrischen Maschine*. Hier befindet sich jedoch die Ringwicklung auf dem Rotor und wirkt als quasikontinuierlicher Kommutator, wodurch die Maschine als Gleichstromgenerator einen sehr geringen Ausgangsspannungsrippel besitzt. Dies stellte einen grossen Schritt in der Entwicklung elektrischer Maschinen dar. [25]

Nutzenlose lagerlose Antriebe wurden von T. Baumgartner für die Anwendung in Schwungrädern zur Lageregelung von Satelliten untersucht [26, 27]. Der Langläufer dieses Motors ist in allen sechs Freiheitsgraden aktiv geregelt und erreicht eine Maximaldrehzahl von 500 000 U/min. Seit 2015 wird dieser Motor als kommerzielles Produkt beworben [28].

Das Konzept des in dieser Arbeit untersuchten lagerlosen Scheibenläufermotors mit sechs Spulen wurde erstmals erwähnt in einer Veröffentlichung von H. Lee, wenn auch das dort präsentierte Ansteuerungskonzept nur kleine Drehzahlen zulässt [29]. H. Mitterhofer adaptierte diesen Motor für ein Konzept mit zehn Spulen und erreichte damit Drehzahlen von 115 000 U/min mit einem Rotor von 32 mm Durchmesser [30–32].

Darauf aufbauend wird in der vorliegenden Arbeit zunächst das Konzept mit sechs Spulen für hohe Drehzahlen sowie für einen signifikant grösseren Rotordurchmesser von 102 mm aufgebaut, welches für die Anwendung in einem Radialventilator konzipiert ist. Mit der umfassenden Evaluation zusätzlicher Rotor- und Wicklungskonzepte, einer detaillierten Verlustanalyse sowie der Realisierung von Prototypen unterschiedlichster Grössenordnungen erweitert die vorliegende Arbeit die Anwendungsvielfalt dieses Motorkonzepts.

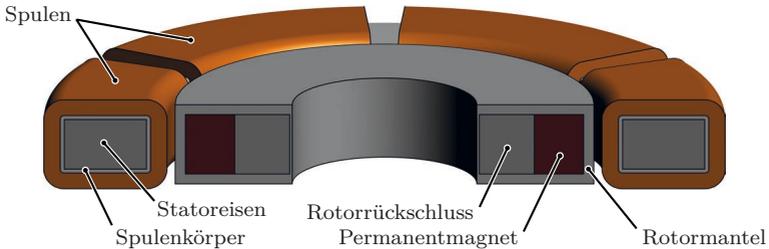


Abbildung 1.1: Schematische Schnittdarstellung des nutenlosen lagerlosen Motors mit sechs Spulen.

1.3 Das nutenlose Konzept im Vergleich

In Abb. 1.1 ist der Aufbau des hier untersuchten lagerlosen nutenlosen Motors in der Variante mit sechs Spulen und einem einpolpaarigem Rotor dargestellt. Der Stator besteht aus einem ringförmigen Eisenkern, um welchen die Spulen zur Drehmoment- und Lagerkraftezeugung toroidal gewickelt sind. Je nach Topologie können kombinierte oder getrennte Wicklungen eingesetzt werden. Bei kombinierten Wicklungen sind alle Spulen sowohl an der Drehmoment- als auch an der Lagerkraftezeugung beteiligt. Bei getrennten Wicklungen sind beide Aufgaben auf separate Antriebsspulen und Lagerspulen aufgeteilt. Im Rahmen dieser Arbeit werden zehn verschiedene Wicklungskonzepte vorgestellt, welche sich in Anzahl und Verschaltung der Spulen unterscheiden.

Der Rotor ist ring- bzw. scheibenförmig und mit Permanentmagneten bestückt. Ein Eisenrückschluss leitet den Magnetfluss im Falle eines ringförmigen Rotors von einem Pol zum anderen. Bei kleineren Rotoren kann der Rotor auch aus einer massiven Magnetscheibe bestehen. Um bei hohen Drehzahlen die elektrischen Frequenzen und damit auch die Verluste klein zu halten, werden bei hochdrehenden Motoren einpolpaarige Rotoren eingesetzt. Für höhere Lagersteifigkeiten und für grosse Rotoren sind höhere Polpaarzahlen sinnvoll. Ein Rotormantel aus nicht ferromagnetischem Material – z. B. Edelstahl – ist notwendig, um die durch die Magnete erzeugten Zentripetalkräfte aufzunehmen. Durch die Festigkeit dieser Ummantelung ist die maximale Drehzahl des Motors begrenzt.

In Abb. 1.2 wird der nutenlose Scheibenläufermotor schematisch mit den zwei gängigsten Konzepten lagerloser Scheibenläufermotoren vergli-

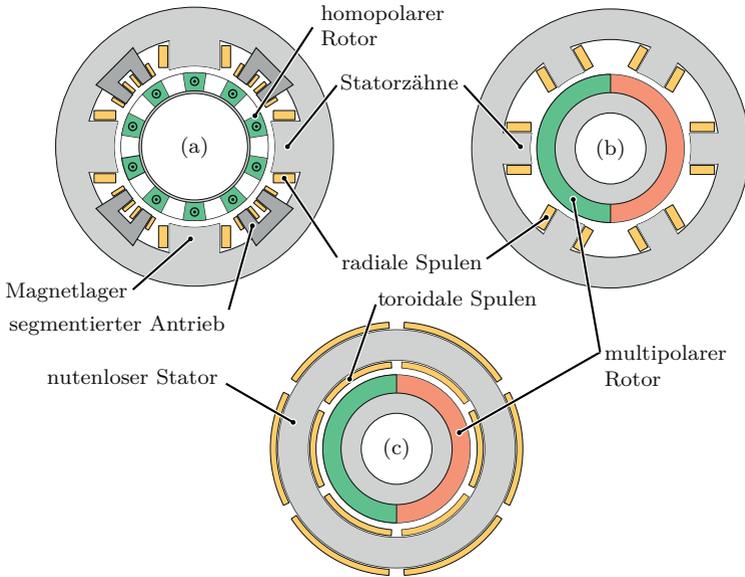


Abbildung 1.2: Schematischer Vergleich des nutenlosen Konzeptes (c) mit zwei gängigen konventionellen lagerlosen Motoren mit Homopolarmagnetlager (a) und Multipolarlager (b).

chen. Das Konzept mit Homopolarmagnetlager hat den Vorteil, dass das Magnetlager von der Winkelposition des Rotors unabhängig ist, was eine einfache Lageregelung ermöglicht. Da der Antrieb nur das Streufeld des Rotors nutzt, ist das erzeugbare Drehmoment vergleichsweise gering. Im Konzept mit multipolarem Rotor muss das Lagerfeld mit dem Rotor mitgeführt werden, was vor allem bei hohen Drehzahlen hohe Qualitätsansprüche an die Stromregelung stellt. Durch Weglassen der Statorzähne entsteht daraus das nutenlose Konzept. Neben den reduzierten Verlusten wird auch deutlich, dass der nutenlose Motor die kompakteste Variante darstellt. Auch jegliches Nutrasten entfällt, was die Laufruhe des Motors stark verbessert.

Für die Wicklungen nutenloser Motoren existieren zwei Möglichkeiten, welche in Abb. 1.3 aufgezeigt sind. Für Langläufer ist die Verbindung der Leiter im Luftspalt in einem Wickelkopf an den axialen Enden des Motors üblich. Je grösser jedoch der Durchmesser des Motors wird, de-

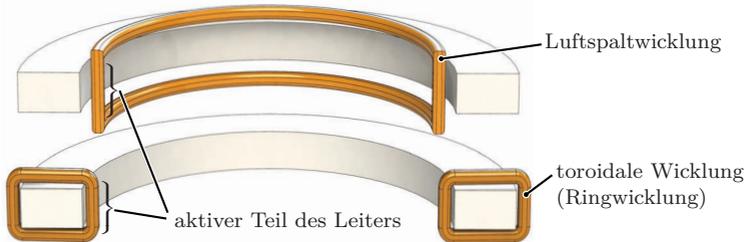


Abbildung 1.3: Schematische Darstellung einer toroidalen Wicklung bzw. Ringwicklung (unten) mit einer Luftspaltwicklung (oben). Für Scheibenläufermotoren, bei denen der Durchmesser deutlich grösser als dessen Höhe ist, wird bei der Ringwicklung der Kupferleiter besser ausgenutzt.

sto grösser wird der Wickelkopf, was die Fertigung erschwert und zudem den Anteil an ungenutztem Kupferleiter erhöht. Die toroidale Wicklung – auch Ringwicklung genannt – führt die Rückleiter einer Spule über die Aussenseite des Stators. Dieser Teil der Kupferleiter trägt zwar auch nicht zur Drehmoment- und Kraftbildung bei, ist jedoch bei Scheibenläufermotoren mit Ringwicklung kürzer als bei Luftspaltwicklung.

Zusammengefasst bietet das in der vorliegenden Arbeit vorgestellte Motorkonzept Vorteile durch:

- geringe Verluste, da die von den Zähnen erzeugten Wirbelstromverluste entfallen,
- einen kompakten Aufbau, da der Platzbedarf der Zähne entfällt,
- geringe Geräusentwicklung,
- hohe Laufruhe und gute Rundlaufeigenschaften, da das Nutrasten entfällt,
- hohe Variabilität in den Wicklungskonzepten, da die Spulenzahl nicht von der Statorgeometrie abhängig ist und
- geringere Kosten durch simple Konstruktion und reduzierten Materialaufwand.

1.4 Aufbau der Arbeit

Im folgenden Kapitel 2 wird die Funktionsweise der Lagerkraft- und Drehmomentbildung erklärt und analytisch untersucht. Es wird gezeigt, dass, obwohl nutzenlose lagerlose Motoren oft als Lorentzkraft-Maschinen bezeichnet werden, die Maxwellkraft einen entscheidenden Beitrag zur Lagerkraftbildung leistet. Hieraus werden Schlussfolgerungen für die zu untersuchenden Topologien abgeleitet. Zudem werden die Induktivitäten für Lager- und Antriebsströme bei kombinierten Wicklungen berechnet, was für die Stromregelung dieser Maschinen relevant ist.

In Kapitel 3 wird eine umfassende Topologieuntersuchung für ein- und zweipolpaarige Rotoren durchgeführt. Es wird der Einfluss der Polpaarzahl und der Magnetisierungsart des Rotors auf die passiven Steifigkeiten aufgezeigt. Anschliessend werden alle zu diesen Rotoren passenden Wicklungskonzepte entwickelt und hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit bezüglich Lagerkraft- und Drehmomentbildung verglichen. Es ergeben sich für ein- und zweipolpaarige Rotoren zehn verschiedene Konzepte, welche je nach Anforderungen zur Wahl stehen.

Das Kapitel 4 stellt die fünf realisierten Prototypen vor. Es werden Motoren mit Rotordurchmesser von 22 mm mit einer maximalen Drehzahl von 150 000 U/min bis zu 370 mm mit 3400 U/min aufgebaut. Anschliessend wird die Festigkeit der Rotorummantelung berechnet, um die zulässige Maximaldrehzahl der Motoren zu ermitteln. Zudem werden die Einflüsse der Geometrieparameter von Rotor und Stator auf die Motoreigenschaften evaluiert, um die Motoren auf die jeweils gegebenen Anforderungen abstimmen zu können. Die Simulationsergebnisse werden abschliessend in Experimenten an den Prototypen bestätigt.

Einen kurzen Exkurs in die Regelung des nutzenlosen lagerlosen Motors bietet Kapitel 5. Das Hauptaugenmerk liegt hier auf der Winkelmessung der nutzenlosen Topologie, um bei hohen Beschleunigungsraten und grossen Drehzahlen eine gute Ausrichtung des Stator- auf das Rotorfeld zu garantieren.

Eine umfassende Verlustanalyse wird in Kapitel 6 vorgestellt. Dabei werden die im Statoreisen auftretenden Eisenverluste, Wirbelstrom- und Leitungsverluste in den Spulen, Luftreibungsverluste am Stator sowie die von der PWM induzierten hochfrequenten Verluste analysiert. Die Ergebnisse stimmen mit den Messwerten an vier untersuchten Prototy-

pen gut überein und ermöglichen eine anwendungsspezifische Anpassung der Motoren hinsichtlich einer weiteren Verlustreduktion.

Schliesslich wird in Kapitel 7 mit den Prototypen des lagerlosen Lüfters in radialer und axialer Ausführung die Tauglichkeit des nutzenlosen Konzepts für industrielle Anwendungen demonstriert. Es zeigt sich, dass sowohl Radial- als auch Axialventilator bis zur Nenndrehzahl stabil betrieben werden können. Im Vergleich mit einem bestehenden lagerlosen Axialventilator [14] erreicht die nutzenlose Variante die doppelte Drehzahl und damit die achtfache Ausgangsleistung bei gleichen Motorverlusten, womit das Ziel dieser Arbeit erreicht ist.

1.5 Publikationen

Die folgende Liste enthält Publikationen, welche im Rahmen dieser Dissertation entstanden sind und ausschnittsweise Resultate daraus enthalten. Sie wurden in verschiedenen internationalen Journalen veröffentlicht oder an internationalen Konferenzen präsentiert.

Journal

1. D. Steinert, T. Nussbaumer und J. W. Kolar, “Evaluation of One- and Two-Pole-Pair Slotless Bearingless Motors with Toroidal Windings,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 52, Nr. 1, Jan. 2016, S. 172–180. 
2. D. Steinert, T. Nussbaumer und J. W. Kolar, “Slotless Bearingless Disk Drive for High-Speed and High-Purity Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Band 61, Nr. 11, Nov. 2014, S. 5974–5986. 

Konferenzpublikationen

1. D. Steinert, I. Kovacevic-Badstübner, T. Nussbaumer und J. W. Kolar, “Loss Investigation of Slotless Bearingless Disk Drives,” in *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 20.-24. September 2015, Montreal, Kanada. 

2. D. Steinert, T. Nussbaumer und J. W. Kolar, “Topology Evaluation of Slotless Bearingless Motors with Toroidal Windings,” in *Proceedings of the International Power Electronics Conference (IPEC)*, 16.-18. Mai 2014, Hiroshima, Japan, S. 975–981. 
3. D. Steinert, T. Nussbaumer und J. W. Kolar, “Concept of a 150 krpm Bearingless Slotless Disc Drive with Combined Windings,” in *Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 12.-15. Mai 2013, Chicago, IL, USA. 

Betreute Studentenarbeiten

Die folgenden Master-, Semester- und Bachelorarbeiten entstanden während diesem Doktorat und sind vom Autor mitbetreut worden. Sie alle haben wertvolle Beiträge geliefert.

1. M. Beltrametti, “Aufbau eines nutenlosen lagerlosen Motors für die Halbleiterbearbeitung”, *Masterarbeit*, ETH Zürich, April 2015.
2. M. Leuenberger, “Untersuchung der Lagerstabilität eines lagerlosen Motors”, *Semesterarbeit*, ETH Zürich, Januar 2015.
3. H. Sjökvist, “Kontaktfreie Drehmomentmessung am lagerlosen Motor”, *Semesterarbeit*, ETH Zürich, Juni 2014.
4. A. Müller, “Aktives Radiallager für magnetisch gelagerten Hyper-High-Speed-Motor”, *Semesterarbeit*, ETH Zürich, Juni 2014.
5. P. Peralta, “High Speed Slotless Bearingless Axial Blower”, *Masterarbeit*, ETH Zürich, März 2014.
6. B. Tiosavljević, “Aufbau eines lagerlosen High-Speed-Motors für Drehzahlen bis $150\,000\text{ min}^{-1}$ ”, *Masterarbeit*, ETH Zürich, Februar 2014.
7. A. Bohl, und L. Gasser, “Positionsbestimmung eines magnetisch gelagerten Rotors mittels axialer Wirbelstromsensoren”, *Semesterarbeit*, ETH Zürich, Dezember 2013
8. S. Rohrbach, “Lüfter mit magnetischer Lagerung,” *Bachelorarbeit*, Zürcher Hochschule für Angewandte Wissenschaften, Juni 2013.

Kapitel 2

Der nutzenlose lagerlose Motor

In diesem Kapitel wird die Funktionsweise des nutzenlosen lagerlosen Motors näher erläutert. Zunächst wird auf die Kraftwirkung im magnetischen Feld eingegangen. Es zeigt sich, dass sowohl auf stromdurchflossene Leiter sowie auf Grenzflächen magnetisch leitfähigen Materials Kräfte wirken, welche in ihrer Summe die Kraftbildung im lagerlosen Motor beschreiben.

Die Grundvoraussetzung für die Funktion eines Scheibenläufermotors sind dessen passive Steifigkeiten gegen Verkipfung und axiale Auslenkung. Die aktive Kraft- und Drehmomentbildung durch die Spulen des Motors wird zunächst am Beispiel der Topologie mit sechs Spulen erklärt und anschliessend für allgemeine Topologien analytisch hergeleitet. Dabei wird auch auf das Zusammenwirken von Lorentz- und Maxwellkräften beim nutzenlosen Motor eingegangen. Dies stellt die Basis für die Topologieuntersuchungen im darauffolgenden Kapitel dar.

Weiterhin wird eine Besonderheit der nutzenlosen Topologie mit kombinierten Spulen betrachtet. Obwohl Lager- und Antriebsstrom hier in denselben Spulen fließen, unterscheiden sich die hinsichtlich einer Änderung beider Ströme wirksamen Induktivitäten deutlich. Dieser Effekt wird begründet und Methoden zur Messung und Berechnung der Induktivitäten werden vorgestellt. Die Kenntnis der Induktivitäten ist vor allem für die Stromregelung sowie die Auslegung der Spulen von Bedeutung.

2.1 Kraftbildung im lagerlosen Motor

Generell wirkt auf bewegte Ladungen im Magnetfeld die magnetische Kraft

$$\mathbf{F}_m = q\mathbf{v} \times \mathbf{B}, \quad (2.1)$$

wobei \mathbf{v} die Geschwindigkeit der Ladung q im Magnetfeld der Flussdichte \mathbf{B} ist [33]. Die magnetische Kraft wirkt stets ablenkend, d. h. senkrecht zur Bewegungsrichtung der Ladung, und leistet dadurch keine Arbeit an der Ladung selbst. Zum Leistungsumsatz im elektrischen Motor ist daher zwingend ein elektrisches Feld \mathbf{E} erforderlich, sodass für die Gesamtkraft auf eine Ladung

$$\mathbf{F} = q(\mathbf{v} \times \mathbf{B} + \mathbf{E}) \quad (2.2)$$

gilt. Wie der Leistungsumsatz im elektrischen Motor zustande kommt, ist im Anhang A.2 näher beschrieben. Im folgenden sollen nur magnetische Kräfte betrachtet werden, welche das Drehmoment sowie alle Lagerkräfte im Motor erzeugen.

Da bewegte Ladungsträger nicht nur durch technische Ströme, sondern auch in Form atomarer Kreisströme in Materialien auftreten (siehe [34]), ist Gl. (2.1) zur praktischen Beschreibung magnetischer Kräfte in technischen Systemen wenig geeignet. Der Einfluss des Werkstoffes auf das Magnetfeld wird bei magnetisch isotroper Materie durch dessen relative magnetische Permeabilität μ_r bzw. durch $\mu = \mu_r \cdot \mu_0$ beschrieben,

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H} = \mu_r\mu_0\mathbf{H}, \quad (2.3)$$

wobei $\mu = f(H)$ wiederum eine Funktion der Feldstärke sein kann, z. B. bei Sättigung in Eisen. Anisotrope Werkstoffe, wie z. B. Permanentmagnete, werden allgemein über eine Magnetisierung \mathbf{M} mit

$$\mathbf{B} = \mu(\mathbf{H} + \mathbf{M}) \quad (2.4)$$

modelliert.

Mittels der maxwellschen Gleichungen lässt sich daraus die Kraftdichte

$\mathbf{f}_m = \frac{\partial F_m}{\partial V}$ im Magnetfeld ableiten [35] und man erhält mit

$$\mathbf{f}_m = \underbrace{\mathbf{J} \times \mathbf{B}}_{\text{Lorentzkraft}} - \underbrace{\frac{1}{2} \mathbf{H}^2 \text{grad} \mu}_{\text{Reluktanzkraft}} - \underbrace{\mathbf{H} \text{div} \mathbf{M}}_{\text{Permanentmagnet}} + \underbrace{\frac{1}{2} \text{grad} \left(\mathbf{H}^2 \rho \frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)}_{\text{Magnetostriktion}} \quad (2.5)$$

die magnetische Kraftdichte als Summe der Kraftwirkung auf die technische Stromdichte \mathbf{J} , der Kraftwirkung bei Änderung der Permeabilität μ isotroper Materialien, der Kraftwirkung auf permanent magnetisierte Materialien sowie der Kraftdichte auf magnetostriktive Werkstoffe. Der Effekt der Magnetostriktion sei hier nur am Rande erwähnt, denn er spielt in den hier betrachteten lagerlosen Motoren keine Rolle. Die Herleitung dieser Kraftdichte für isotrope Materialien ist in Anhang A.1 aufgezeigt.

Aus Gl. (2.5) folgt leicht die Kraft auf einen vom Strom \mathbf{I} durchflossenen Leiter der Länge l ,

$$\mathbf{F}_L = l(\mathbf{I} \times \mathbf{B}), \quad (2.6)$$

welche im weiteren als Lorentzkraft bezeichnet wird.

Für eine Grenzfläche zwischen Vakuum und einem unendlich permeablen Material, in sehr guter Näherung auch zwischen Luft und Eisen, folgt die Maxwellkraftformel

$$\mathbf{F}_M = \frac{B^2 A}{2\mu_0} \mathbf{e}_n, \quad (2.7)$$

welche eine Kraft auf die von der Flussdichte B senkrecht durchdrungene Grenzfläche A mit Normalenvektor \mathbf{e}_n beschreibt. Die Herleitung hierzu ist ebenso in Anhang A.1 aufgeführt.

Die Wirkung von Lorentz- und Maxwellkräften lässt sich anhand einer vereinfachten Anordnung veranschaulichen, wie sie in Abb. 2.1 dargestellt ist. Ein Luftspalt zwischen zwei planen Eisenteilen, es könnten Rotor und Stator sein, wird von der Flussdichte B_0 durchdrungen. Auf die Grenzflächen beider Eisenteile wirken Maxwellkräfte anziehend; ein im Luftspalt befindlicher Leiter erfährt keine Kraft, solange er unbestromt ist (Abb. 2.1(a)). Wird der Leiter bestromt (Abb. 2.1(b)), wirkt auf ihn die Lorentzkraft $F_L = I \cdot B_0$ in tangentialer Richtung. Zudem wird das Feld im Luftspalt so verzerrt, dass die Maxwellkräfte auf einer Seite des Leiters verstärkt und auf der anderen Seite abgeschwächt werden. Daraus

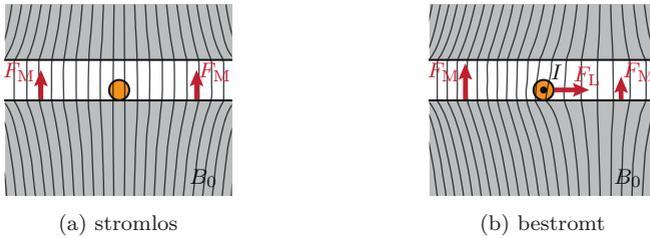


Abbildung 2.1: Schematische Darstellung eines Leiters im Luftspalt, der von der Flussdichte B_0 durchdrungen wird. Ober- und unterhalb des Luftspalts befindet sich Eisen. (a) Ist der Leiter unbestromt, sind das Feld und die auf die Grenzflächen angreifenden Maxwellkräfte gleich verteilt. (b) Wird der Leiter bestromt, so wird das Feld im Luftspalt verzerrt, die Maxwellkräfte sind ungleich verteilt und es wirkt die Lorentzkraft auf den Leiter. Die Maxwellkräfte sind nur für die untere Grenzfläche dargestellt, wirken aber ebenso auf die obere.

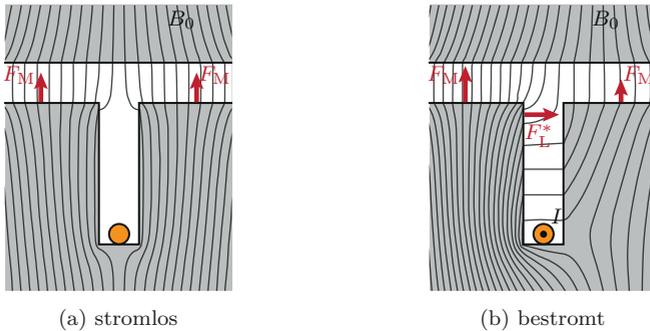


Abbildung 2.2: Darstellung eines (a) unbestromten und (b) bestromten Leiters im Luftspalt ähnlich wie in Abb. 2.1, wobei der Leiter in einer Nut versenkt ist. Die auf die Seitenflächen der Nut wirkenden Maxwellkräfte heben sich im unbestromten Fall auf, bei Bestromung wirkt eine resultierende Maxwellkraft F_L^* , welche der Lorentzkraft im nutenlosen Fall entspricht.

resultiert ein Drehmoment auf die Eisenteile um den Mittelpunkt des Leiters.

Als Exkurs sei nun, wie in einem klassischen Motor, der Leiter in einer Nut versenkt. Im unbestromten Fall (Abb. 2.2(a)) sind die auf die Stirnseiten der Zähne wirkenden Kräfte ebenso wie im nutenlosen Fall gleich verteilt. Zusätzlich wirken Maxwellkräfte auf die Zahnflanken, wobei sich

beide Kräfte gegenseitig aufheben. Das Luftspaltfeld B_0 wird durch die Zähne um den Leiter herumgeführt, sodass sich dieser in der Nut in einem nahezu feldfreien Raum befindet. Dadurch kann auf den Leiter auch bei Bestromung keine Lorentzkraft wirken.

Wird der Leiter in der Nut bestromt (Abb. 2.2(b)), so wird durch das Feld des Leiters das Luftspaltfeld so verzerrt, dass die Maxwellkräfte auf einer Seite der Nut verstärkt und auf der anderen Seite abgeschwächt werden. Dadurch resultiert eine auf die Zahnflanken wirkende Gesamtkraft F_L^* . Es lässt sich zeigen, dass diese Kraft $F_L^* = \mathbf{I} \times \mathbf{B}_0$ in Betrag und Richtung mit der Lorentzkraft des nutzenlosen Motors identisch ist [36–38]. Physikalisch gesehen existieren daher im genuteten Motor keine Lorentzkräfte, da diese durch Maxwellkräfte auf die Zahnflanken ersetzt werden. Mathematisch kann jedoch mit Lorentzkräften anstatt mit Maxwellkräften auf die Zahnflanken gerechnet werden. Die auf die Zahnflanken wirkenden radialen Kräfte werden von der Nut nicht beeinträchtigt.

Bei gleicher Bestromung I und gleicher Flussdichte B_0 sind daher der genutete und der ungenutete Fall in ihrer Kraftwirkung identisch. Daher sind die folgenden Berechnungen, obwohl für den nutzenlosen lagerlosen Motor ausgeführt, auch für den genuteten Motor gültig. Es gilt, dass Lorentzkräfte immer senkrecht zu Bestromung und Magnetfeld wirken, während Maxwellkräfte senkrecht auf eine Eisengrenzfläche stehen.

Im weiteren wird wieder der nutzenlose Motor betrachtet, welcher den trivialen Fall darstellt. Hier sind die physikalische und die mathematische Betrachtung der Lorentz- und Maxwellkräfte identisch, da die Leiter vom Luftspaltfeld durchdrungen werden und dadurch die Lorentzkräfte tatsächlich am Leiter angreifen.

Wichtig ist die Tatsache hervorzuheben, dass der Stromfluss im Leiter sowohl Lorentzkräfte auf den Leiter selbst als auch Maxwellkräfte auf die in der Umgebung befindlichen Eisengrenzflächen bewirkt, wobei die Richtung beider Kräfte verschieden sein kann. Beide Kräfte müssen im lagerlosen Motor stets berücksichtigt werden. Für den nutzenlosen lagerlosen Motor — und für lagerlose Motoren allgemein — lässt sich zeigen, dass Lorentz- und Maxwellkraft zur Lagerkraftbildung konstruktiv oder destruktiv überlagert werden können, abhängig vom Aufbau des Motors. Für ein leistungsfähiges Magnetlager ist auf konstruktive Überlagerung zu achten. Die Drehmomentbildung hingegen hängt lediglich von der Lorentzkraft ab.

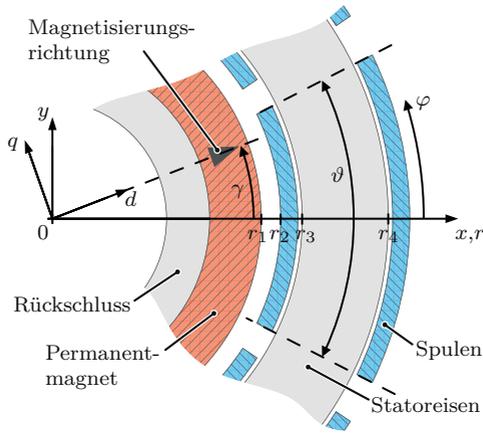


Abbildung 2.3: Definition der statorfesten Zylinderkoordinaten und kartesischen Koordinaten (x, y, φ, r) sowie der rotorfesten Achsen d und q . Der Rotorwinkel γ ist der Winkel zwischen x - und d -Achse. Die Radien $r_{1..4}$ beschreiben die Geometrie von Rotor, Spulen und Stator; ϑ ist der Öffnungswinkel der Spulen.

2.2 Koordinatensystem

Zur Beschreibung der Position des Rotors sowie der auf ihn wirkenden Kräfte und Momente werden in Abb. 2.3 zwei statorfeste und ein rotorfestes Koordinatensystem eingeführt. Die kartesischen Koordinaten (x, y, z) beschreiben die translative Verschiebung des Rotors aus seiner Mittelposition bezogen auf die statorfesten Achsen x und y , wie sie beispielsweise von den Positionssensoren gemessen werden. Für den zweipoligen Rotor kann eine Verschiebung ausserdem in Richtung der Magnetisierung und quer dazu angegeben werden – bezeichnet als d - und q -Achse. Der Rotorwinkel γ ist der elektrische Winkel zwischen der x -Achse des Stators und der d -Achse des Rotors. Bei einem zweipoligen bzw. einpolpaarigen Rotor ist dieser Winkel gleich dem mechanischen Rotorwinkel, während bei mehrpoligen Rotoren die Rotorpolpaarzahl p_{PM} den Zusammenhang zwischen mechanischem Rotorwinkel

$$\gamma_{\text{mech}} = p_{PM} \cdot \gamma \quad (2.8)$$

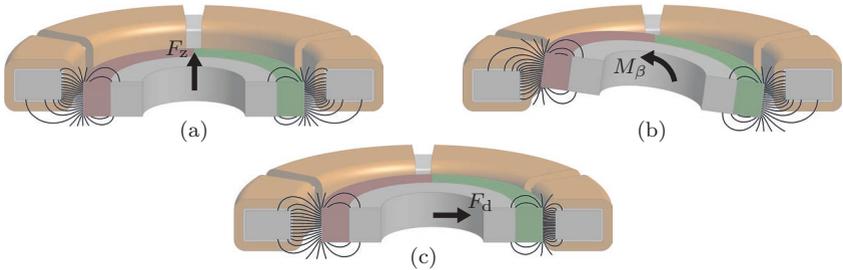


Abbildung 2.4: Feldlinienplots und resultierende passive Reluktanzkräfte bzw. -drehmomente bei axialer Auslenkung (a), Verkipfung (b) und radialer Auslenkung (c) des Rotors.

und elektrischem Rotorwinkel γ bestimmt. Das statorfeste polare Koordinatensystem (r, φ) dient zur Beschreibung der Luftspaltfelder in Zylinderkoordinaten.

2.3 Passive Steifigkeiten

Nach dem Prinzip des Scheibenläufers [39, 40] ist der Rotor bereits in drei Freiheitsgraden passiv stabil gelagert, wie in Abb. 2.4 schematisch dargestellt wird. Eine Auslenkung in axialer Richtung erzeugt durch die damit einhergehende Vergrößerung des Luftspalts eine Reluktanzkraft entgegen der Auslenkung. Ähnlich verhält es sich bei Verkipfung des Rotors um eine seiner Querachsen. Die axiale Lagersteifigkeit wird analog zu einer Federsteifigkeit

$$c_z = -\frac{dF_z}{dz} \quad (2.9)$$

über die negative Ableitung der Kraft nach der Auslenkung definiert. Die Definition wird so gewählt, dass eine positive Lagersteifigkeit eine stabilisierende Rückstellkraft erzeugt, während eine negative Steifigkeit eine destabilisierende Wirkung hat.

Die Kippsteifigkeit ist über die Ableitung des Rückstellmoments nach dem Kippwinkel definiert, wobei beim einpolpaarigen Rotor zwischen

Verkipfung um die Magnetisierungsachse (d-Achse)

$$c_\alpha = -\frac{dM_\alpha}{d\alpha} \quad (2.10)$$

und um die q-Achse orthogonal zur Magnetisierungsrichtung

$$c_\beta = -\frac{dM_\beta}{d\beta} \quad (2.11)$$

unterschieden werden muss. Eine radiale Auslenkung des Rotors aus seiner Mittelposition erzeugt eine Reluktanzkraft, welche den Rotor in Auslenkungsrichtung zum Stator zieht. Die beiden radialen Steifigkeiten

$$c_d = -\frac{dF_d}{dd} = -\left. \frac{dF_x}{dx} \right|_{\gamma=0^\circ} \quad (2.12)$$

$$c_q = -\frac{dF_q}{dq} = -\left. \frac{dF_y}{dy} \right|_{\gamma=0^\circ} \quad (2.13)$$

bei Verschiebung in und quer zur Magnetisierung sind darum negativ, d. h. destabilisierend, weshalb die Radialposition mittels des Magnetlagers aktiv geregelt werden muss.

Für einen einpolpaarigen Rotor ($p_{PM} = 1$) sind die Kipp- und Radialsteifigkeiten anisotrop, d. h. sie hängen von der Auslenkungsrichtung ab. Eine Auslenkung in Magnetisierungsrichtung erzeugt eine grössere Kraft als eine Auslenkung quer zur Polrichtung. Ebenso ist die Kippsteifigkeit um die Magnetisierungsachse schwächer, als eine Verkipfung um die Achse senkrecht zur Magnetisierungsachse. Allgemein gilt

$$\begin{aligned} p_{PM} = 1 : & \quad c_\alpha < c_\beta \quad \text{und} \quad c_q < c_d \\ p_{PM} \geq 2 : & \quad c_\alpha = c_\beta \quad \text{und} \quad c_q = c_d, \end{aligned} \quad (2.14)$$

wobei Rotoren mit mehr als einem Polpaar p_{PM} rein homogene Steifigkeiten aufweisen und die Reluktanzkräfte für mehrpolpaarige Rotoren nicht mehr von der Auslenkungsrichtung abhängen. Dies kann positive Auswirkungen auf die Lagerqualität haben, worauf im Kapitel 3 nochmals eingegangen wird.

2.4 Erzeugung von Lagerkraft und Antriebsmoment

Für den Betrieb des lagerlosen Motors ist es notwendig, dass durch geeignete Bestromung der Spulen radiale Kräfte zur Lageregelung sowie Drehmomente zur Drehzahlregelung unabhängig voneinander erzeugt werden können.

In den folgenden Abschnitten wird zunächst die prinzipielle Funktionsweise von Lager und Antrieb am Beispiel einer einpolpaarigen Topologie mit sechs kombinierten Spulen erklärt. Anschliessend werden Lagerkraft und Antriebsmoment für beliebige Spulen- und Polpaarzahlen berechnet. Das Ziel ist, neben dem Verständnis der Funktionsweise des Motors den Einfluss von Lorentz- und Maxwellkräften in Abhängigkeit der Polpaarzahl des Lagerfelds zu ermitteln.

2.4.1 Erklärung am Beispiel der Topologie mit sechs Spulen

In Abb. 2.5 ist die Funktionsweise des nutzenlosen lagerlosen Motors mit kombinierten Wicklungen dargestellt. Der magnetische Fluss des Rotors durchdringt die Spulen in radialer Richtung. Werden diese bestromt, entsteht eine tangentielle Lorentzkraft in den Spulen. Die entsprechenden Gegenkräfte wirken auf den Rotor und summieren sich zu Lagerkraft und Antriebsmoment.

Werden die gegenüberliegenden Spulen in entgegengesetzter Richtung bestromt, so summieren sich die einzelnen Kräfte zu einem Drehmoment M_{drv} (Abb. 2.5 (a)). Werden sie gleich bestromt, resultiert eine Lagerkraft (Abb. 2.5 (b)):

$$\begin{aligned} J(\varphi) = J(\varphi + 180^\circ) &\Rightarrow M = 0, & F \propto i \\ J(\varphi) = -J(\varphi + 180^\circ) &\Rightarrow M \propto i, & F = 0. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Lager- und Antriebsstrom können in getrennten Wicklungen geführt werden oder in kombinierten Wicklungen überlagert werden.

Zusätzlich zu den Lorentzkräften in den Spulen existieren Maxwellkräfte an der Innenseite des Stators. Da diese immer senkrecht auf einer Grenzfläche – z. B. zwischen Luft und Eisen – stehen, wirken sie beim

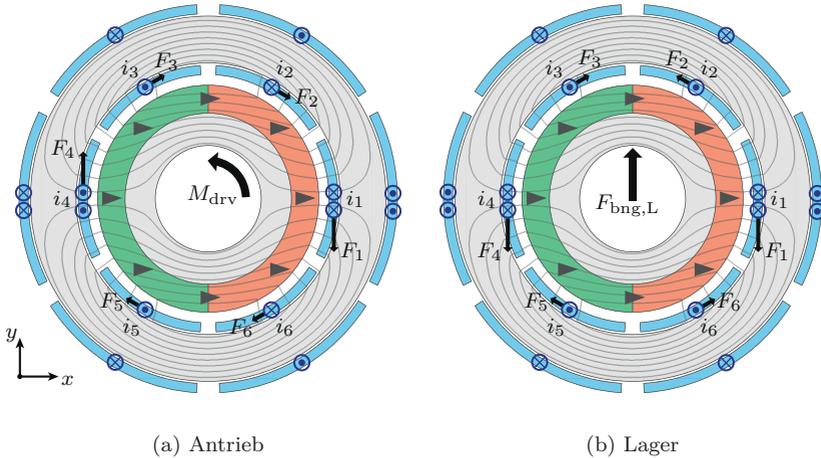


Abbildung 2.5: Funktionsprinzip von Antrieb (a) und Lager (b) am nutzenlosen lagerlosen Motor mit kombinierten Spulen. Dargestellt sind die Lorentzkräfte in den Spulen für je eine beispielhafte Bestromung und das daraus resultierende, auf den Rotor wirkende Antriebsmoment bzw. die resultierende Lagerkraft. Sind gegenüberliegende Spulen gleich bestromt entsteht eine Lagerkraft; sind sie entgegengesetzt bestromt, entsteht ein Antriebsmoment.

nutzenlosen Motor ausschliesslich in radialer Richtung. Die Summe der Maxwellkräfte kann deshalb eine zusätzliche auf den Rotor wirkende Lagerkraft erzeugen, jedoch kein Drehmoment.

In Abb. 2.6 ist das von den Spulen bei Lagerbestromung erzeugte Magnetfeld dargestellt. Wird dieses zweipolpaarige Feld mit dem einpolpaarigen Rotorfeld überlagert (Abb. 2.6(b)), so wird das resultierende Feld leicht verschoben, in diesem Beispiel in y -Richtung. Dadurch wird auf einer Seite des Rotors die Feldstärke erhöht und auf der anderen Seite verringert und der Rotor erfährt eine Kraft in Richtung der hohen Flussdichte. Diese Kraft addiert sich zusammen mit den Lorentzkräften zur auf den Rotor wirkenden Lagerkraft.

Das in Abb. 2.6 dargestellte Feld wurde mit übertrieben hohen Lagerströmen simuliert, um die Verschiebung des Feldes sichtbar zu machen. Das von den Spulen erzeugte Luftspaltfeld ist bei real auftretenden Strömen weit geringer als das Magnetfeld des Rotors. Diese Tatsache kann zu

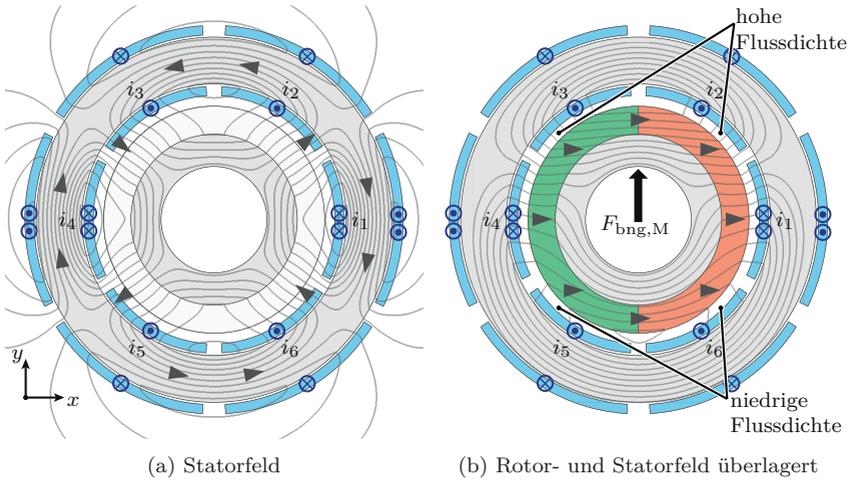


Abbildung 2.6: Das von den Spulen erzeugte Magnetfeld, links dargestellt ohne Magnete (a), ergibt bei Überlagerung mit dem Permanentmagnetfeld (b) eine Verschiebung des Felds. Es entsteht an gegenüberliegenden Seiten des Rotors je ein Bereich mit höherer bzw. niedrigerer Flussdichte, was eine Maxwellkraft $F_{\text{bng},M}$ zur Folge hat. Die Richtung der Maxwellkraft ist bei diesem Motor immer identisch zur Richtung der Lorentzkraft.

der falschen Annahme verleiten, dass Maxwellkräfte beim nutzenlosen Motor keine Rolle spielen. Im folgenden Abschnitt wird deshalb die Stärke von Maxwell- zu Lorentzkräften einzeln ermittelt.

2.4.2 Semianalytische Berechnung von Lagerkraft und Antriebsmoment

Das Ziel der semianalytischen Berechnung von Lager und Antrieb ist es, das Verständnis der Funktionsweise zu vertiefen und den Einfluss von Maxwellkräften, vor allem in Abhängigkeit der Lagerpolpaarzahl, zu ermitteln. Darauf aufbauend soll es möglich sein, geeignete Wicklungskonzepte und Statorbestromungen für verschiedene Rotormagnetisierungen zu ermitteln, welche eine konstante, unabhängige sowie effiziente Erzeugung von Drehmoment und Lagerkraft ermöglichen. Hierfür wird eine

einfache formelmässige Beschreibung des Lagers und des Antriebs gesucht.

Die Berechnungen basieren auf den von J. Bichsel, R. Schöb und F. Zürcher erarbeiteten Grundlagen [19, 20, 41]. Durch getrennte Integration der am Statorumfang wirkenden Lorentz- und Maxwellkräfte ergeben sich in Abhängigkeit der Bestromung die resultierend auf den Rotor wirkenden Kräfte und Momente. Dadurch können die Anforderungen an die Feldverteilung der lagerlosen Motoren leicht abgeleitet werden. Die zur quantitativen Berechnung der Kräfte und Momente benötigte Feldverteilung im Luftspalt, welche von den Rotormagneten und den Spulen erzeugt wird, wird durch Simulation ermittelt.

Ein ähnlicher Ansatz wurde bereits in [26] verfolgt, wobei dort die Maxwellkräfte aus dem simulierten Luftspaltfeld mittels des Maxwell-Stress Tensors berechnet werden. Eine vollanalytische Lösung der Feldverteilung sowie der wirkenden Kräfte und Momente in Abhängigkeit der Bestromung und der Rotorposition wird in [42] präsentiert. Aufgrund der Komplexität der Berechnungen wird es dort erschwert, einfache Rückschlüsse und Designrichtlinien für Topologien zu ziehen.

Die folgenden Berechnungen erfolgen zweidimensional, wobei die axialen Streufelder nicht berücksichtigt werden können. Da aufgrund der geringen Höhe des Scheibenläufermotors ein signifikanter Einfluss der Streufelder zu erwarten ist, muss dieser letztendlich durch eine zusätzliche 3D-Simulation ermittelt werden.

Beschreibung von Rotor- und Statorfeld

Das vom Rotor erzeugte Permanentmagnetfeld im Luftspalt zwischen Rotor und Stator

$$\mathbf{B}_{\text{PM}} = B_{\text{PM,rad}}\mathbf{e}_r + B_{\text{PM,tan}}\mathbf{e}_\varphi \quad (2.16)$$

kann in eine radiale Komponente B_{rad} und in eine tangentielle Komponente B_{tan} zerlegt werden. Die radiale Komponente enthält den in den Stator eindringenden Magnetfluss, die tangentielle Komponente ist durch den direkten Fluss zwischen zwei Rotorpolen bestimmt. Da die hier untersuchten Motoren eine geringe Polpaarzahl aufweisen und so der magnetische Luftspalt $\delta_{\text{mag}} \ll \frac{1}{2}\pi D_{\text{PM}}/p_{\text{PM}}$ deutlich kleiner ist als der Abstand zweier Pole am Umfang des Rotors, kann die tangentielle Komponente in

guter Näherung vernachlässigt werden. Zudem sind im nutenfreien Stator – im Gegensatz zu konventionellen Motoren – keine tangentialen Grenzflächen vorhanden, welche die tangentialen Felder begünstigen und in Wechselwirkung mit diesen treten würden.

Bei diametral magnetisiertem Rotor mit $p_{\text{PM}} = 1$ ist das Magnetfeld rein sinusförmig und es treten keine Oberwellen auf. Bei mehrpolpaarigen Rotoren können Oberwellen zur Kraft- und Momentbildung beitragen, wobei die Berechnung analog zur Grundwelle erfolgt und eine lineare Addition erfolgen kann.

Die radiale Flussdichte an der Winkelkoordinate φ im Luftspalt wird definiert zu

$$B_{\text{PM}}(\varphi) = \hat{B}_{\text{PM}} \cos(p_{\text{PM}}\varphi - \gamma) \quad (2.17)$$

mit dem elektrischen Rotorwinkel γ .

Um eine Kraft oder ein Drehmoment zu erzeugen, muss vom Stator ein Feld mit der Polpaarzahl p_S erzeugt werden. Hierfür wird in die N Spulen ein Strom

$$i_k = \frac{\Theta_k}{w} = \hat{I} \sin(p_S\varphi_k - \gamma - \Delta\varphi) \quad (2.18)$$

eingepägt, wobei k die Nummer der Spule, Θ_k die Durchflutung, w die Windungszahl pro Spule und

$$\varphi_k = (k - 1) \cdot \frac{2\pi}{N} \quad k = 1 \dots N \quad (2.19)$$

die Position der Spulenmitte am Statorumfang ist. Die Spulenströme laufen synchron mit dem Rotorwinkel mit einer Phasenverschiebung $\Delta\varphi$. Es wird definiert, dass ein positiver Strom an der Statorinnenseite in positiver z -Richtung fließt.

Um die folgende Berechnung zu vereinfachen wird die radiale Ausdehnung der Spule vernachlässigt und der Ankerstrombelag A_S als Linienstromdichte in der Spulenmitte mit Radius

$$r_m = \frac{1}{2}(r_2 + r_3) \quad (2.20)$$

angenommen. Es ergibt sich ein rechteckförmiger Verlauf des Strombelags

entlang des Umfangs

$$A_S(\varphi, \gamma) = \begin{cases} \frac{w}{r_m \vartheta} i_k(\gamma), & \text{falls } \varphi \in [\varphi_k - \vartheta/2, \varphi_k + \vartheta/2] \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.21)$$

welcher innerhalb einer Spule konstant und zwischen den Spulen null ist. Setzt man Gl. 2.18 ein, kann der Strombelag in einer Fourierreihe entwickelt werden und es ergibt sich

$$A_S(\varphi, \gamma) = \hat{A}_{p_S} \cdot \sin(p_S \varphi - \gamma - \Delta \varphi) + \sum_{k=p_S+2}^{\infty} a_k \cdot \sin(k \varphi - \Delta \varphi_k). \quad (2.22)$$

mit der Amplitude der Grundharmonischen \hat{A}_{p_S} mit Polpaarzahl p_S

$$\hat{A}_{p_S} = \frac{w}{r_m \vartheta} \frac{2}{\pi p_S} \sin\left(\frac{p_S \vartheta}{2}\right) \sum_{k=0}^{N-1} \cos^2\left(k \frac{2\pi p_S}{N}\right). \quad (2.23)$$

Für sechs Spulen erhält man

$$\hat{A}_{p_S} = \frac{w}{r_m \vartheta} \frac{6}{\pi p_S} \sin\left(\frac{p_S \vartheta}{2}\right) \quad (\text{für } N = 6). \quad (2.24)$$

Abbildung 2.7 zeigt den Verlauf des Strombelags am Statorumfang, die Grundwelle des Strombelags sowie die Flussdichte des Rotorfelds im Luftspalt beispielhaft für den Motor mit sechs Spulen und einpolpaarigem Rotor.

Da die Oberwellen des Ankerstrombelags in der Regel nicht zur Drehmoment- und Kraftbildung beitragen, besonders nicht beim Rotor mit $p_{PM} = 1$, welcher keine Oberwellen des Rotorfeldes besitzt, werden diese im Folgenden vernachlässigt.

Für die Berechnung der Maxwellkräfte ist zusätzlich eine Beschreibung des von den Spulen erzeugten Magnetfelds im Luftspalt (Statorfeld) notwendig. Dieses ist dem Strombelag um 90° elektrisch nacheilend.

$$B_S(\varphi, \gamma) = \hat{B}_S \cos(p_S \varphi - \gamma - \Delta \varphi) \quad (2.25)$$

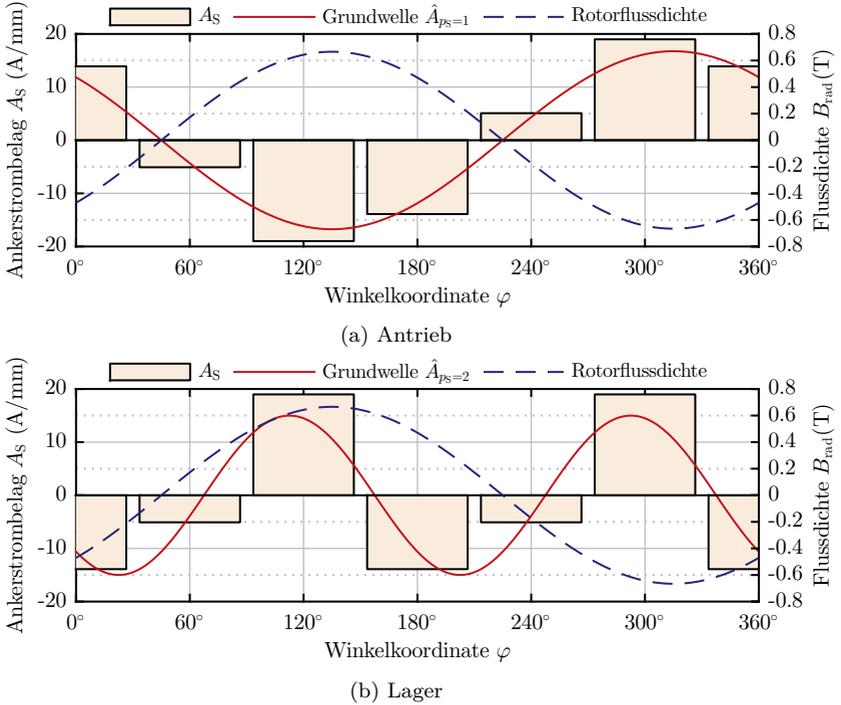


Abbildung 2.7: Ankerstrombelag und Luftspaltfeld des Rotors beispielhaft für die 6-Spulen-Topologie bei einem Rotorwinkel $\gamma = 135^\circ$ mit Antriebsstrom (a) bzw. mit Lagerstrom (b) von je $\hat{I} = 1000$ Aw.

Die Amplituden von Rotorfeld \hat{B}_{PM} und Statorfeld \hat{B}_S können über die Maxwell-Gleichungen analytisch ermittelt werden, wie dies in [43] für das Feld eines zylinderförmigen einpolpaarigen Rotors demonstriert wird. Für ringförmige und mehrpolpaarige Rotoren wird diese Berechnung durch die zusätzlichen Grenzflächen und Freiheitsgrade deutlich aufwändiger, weswegen diese Werte hier mittels einer einfachen 2D-FEM Simulation ermittelt werden.

Die in Wechselwirkung zwischen Rotor- und Statorfeld sowie dem Ankerstrombelag entstehenden Lorentz- und Maxwellkräfte führen je nach Polpaarzahl der Grundharmonischen des Statorfelds p_S und Phasenver-

schiebung $\Delta\varphi$ zu Antriebsmoment oder Lagerkraft. Diese werden im Folgenden berechnet.

Berechnung der Lorentzkräfte

Zunächst wird die Lorentzkraft

$$\mathbf{F}_L = l(\mathbf{I} \times \mathbf{B}) \quad (2.26)$$

auf die stromdurchflossenen Leiter der Spulen im Luftspaltfeld betrachtet. Über den Ankerstrombelag und die Flussdichte des Rotorfelds berechnet sich eine tangentiale Linienkraftdichte

$$\mathbf{q}_L(\varphi) = h \cdot A_S(\varphi) \cdot B_{PM}(\varphi) \mathbf{e}_\varphi \quad (2.27)$$

als spezifische Kraft pro Umfangs-Längeneinheit, welche ausschliesslich in Umfangsrichtung \mathbf{e}_φ wirkt. Dabei ist h die Höhe des Luftspalts, in welcher die Leiter der Spulen homogen vom Magnetfeld durchflossen werden.

Die auf den Rotor wirkende Kraft erhält man durch Integration der tangentialen Lorentzkraft (2.27) entlang des Spulenumfangs für den mittleren Radius r_m

$$\mathbf{F}_{\text{bng,L}} = - \int_0^{2\pi} \mathbf{q}_L(\varphi) r_m d\varphi. \quad (2.28)$$

Das Minuszeichen ist darin begründet, dass die Kraft auf den Rotor die Gegenkraft zur Kraftwirkung auf die Spulen darstellt. Löst man das Integral in Gl. 2.28 unter Zuhilfenahme der Additionstheoreme sowie der Orthogonalitätsrelation von Sinus und Kosinus, welche besagt, dass das Integral des Produkts zweier Sinus- bzw. Kosinus-Funktionen über eine Periode

$$\int_0^{2\pi} \sin(p_1\varphi + \Delta\varphi_1) \cdot \sin(p_2\varphi + \Delta\varphi_2) d\varphi \neq 0 \Leftrightarrow p_1 = p_2 \quad (2.29)$$

nur dann ungleich null ist, wenn beide Funktionen die gleiche Frequenz

besitzen, erhält man die auf den Rotor wirkende Lorentzkraft

$$\mathbf{F}_{\text{bng,L}} = \begin{cases} k_{\text{F,L}} \hat{I} \begin{bmatrix} \cos(\Delta\varphi) \\ \sin(\Delta\varphi) \end{bmatrix}, & \text{wenn } p_{\text{S,bng}} = p_{\text{PM}} + 1 \\ -k_{\text{F,L}} \hat{I} \begin{bmatrix} \cos(-\Delta\varphi) \\ \sin(-\Delta\varphi) \end{bmatrix}, & \text{wenn } p_{\text{S,bng}} = p_{\text{PM}} - 1 \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.30)$$

mit der Lagerkonstante

$$k_{\text{F,L}} = \frac{1}{2} \pi r_{\text{m}} h \hat{A}_{p_{\text{S,bng}}} \hat{B}_{\text{PM}}. \quad (2.31)$$

Analog berechnet sich aus dem Integral der Linienkraftdichte mit der Hebellänge r_{m} das auf den Rotor wirkende Drehmoment

$$\mathbf{M} = - \int_0^{2\pi} (\mathbf{r}_{\text{m}} \times \mathbf{q}_{\text{L}}(\varphi)) r_{\text{m}} d\varphi \quad (2.32)$$

zu

$$\mathbf{M} = \begin{cases} k_{\text{M}} \sin(\Delta\varphi) \hat{I}_{\text{drv}} \mathbf{e}_{\text{z}}, & \text{wenn } p_{\text{S,drv}} = p_{\text{PM}} \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.33)$$

mit der Antriebskonstante

$$k_{\text{M}} = \pi r_{\text{m}}^2 h \hat{A}_{p_{\text{S,drv}}} \hat{B}_{\text{PM}}. \quad (2.34)$$

Berechnung der Maxwellkräfte

Maxwellkräfte wirken senkrecht auf Grenzflächen zwischen Materialien unterschiedlicher Permeabilität, wenn diese von einem Magnetfeld durchdrungen werden. Für die Anziehungskraft auf eine Grenzfläche A eines Materials mit hoher Permeabilität $\mu \gg \mu_0$ (z. B. Eisen) im Vakuum gilt

$$F_{\text{M}} = \frac{B^2 A}{2\mu_0}. \quad (2.35)$$

Demzufolge wirken auf die Innenseite des Stators radial nach innen gerichtete Kräfte

$$\mathbf{q}_M(\varphi) = -\frac{1}{2\mu_0} h (B_{\text{rad}}(\varphi) + B_S(\varphi))^2 \mathbf{e}_r, \quad (2.36)$$

wobei sich die Magnetfelder von Rotor und Stator überlagern. Setzt man die Gleichungen für Rotor- und Statorfeld (2.17) und (2.25) ein und integriert diese Linienkraftdichte am Innenradius des Stators $r_{S,i}$ analog zu Gl. 2.28, erhält man die auf den Rotor wirkende Maxwellkraft

$$\mathbf{F}_{\text{bng},M} = \begin{cases} \frac{hr_{S,i}}{2\mu_0} \pi \hat{B}_{\text{PM}} \hat{B}_S \begin{bmatrix} \cos(\Delta\varphi) \\ \sin(\Delta\varphi) \end{bmatrix}, & \text{wenn } p_{S,\text{bng}} = p_{\text{PM}} + 1 \\ \frac{hr_{S,i}}{2\mu_0} \pi \hat{B}_{\text{PM}} \hat{B}_S \begin{bmatrix} \cos(-\Delta\varphi) \\ \sin(-\Delta\varphi) \end{bmatrix}, & \text{wenn } p_{S,\text{bng}} = p_{\text{PM}} - 1 \\ 0, & \text{sonst.} \end{cases} \quad (2.37)$$

Vernachlässigt man die Sättigung des Eisens, wie dies für die vorliegende Rechnung angenommen wird, so hängt die Statorflussdichte linear vom Lagerstrom ab, wofür die Statorfeldkonstante

$$k_B = \frac{\hat{B}_S}{\hat{\Theta}_{\text{bng}}} = \frac{\hat{B}_S}{w \hat{I}_{\text{bng}}} \quad (2.38)$$

definiert wird. Diese wird ebenfalls mittels Simulation ermittelt. Dann folgt für die Lagerkonstante der Maxwellkräfte

$$k_{F,M} = \frac{w h r_{S,i}}{2\mu_0} \pi k_B \hat{B}_{\text{PM}}. \quad (2.39)$$

Genau wie die Lorentzkraft ist die Maxwellkraft nur vom Phasenwinkel $\Delta\varphi$ zwischen Rotorfeld und Lagerstrom abhängig. Dabei zeigen beide Kräfte für ein $(p_{\text{PM}} + 1)$ -Feld in die gleiche Richtung und addieren sich, für ein $(p_{\text{PM}} - 1)$ -Feld wirken sie entgegengesetzt und heben sich teilweise auf. Damit ist für ein $(p_{\text{PM}} + 1)$ -Feld die grössere Lagerkraft zu erwarten.

In Abb. 2.8 sind die Lagerkräfte für die beiden möglichen Lagerfelder, sowie der statororientierte Lagerstrom und das Rotorfeld vektoriell

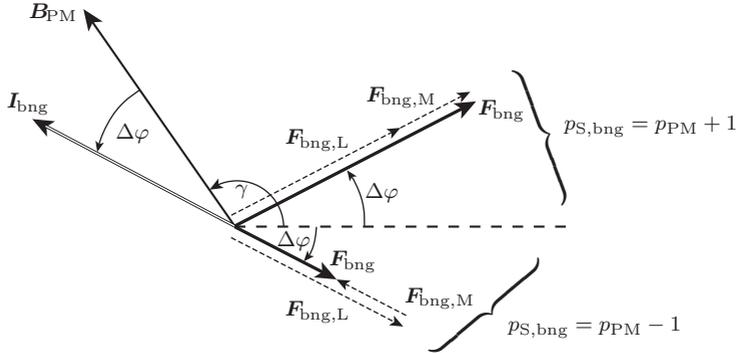


Abbildung 2.8: Vektorielle Darstellung des statororientierten Lagerstroms I_{bng} , des Rotormagnetfelds B_{PM} und der daraus resultierenden Lagerkraft F_{bng} . Die Richtung der Lagerkraft hängt vom Winkel zwischen Lagerstrom und Rotorfeld ab. Für ein $(p_{\text{PM}} + 1)$ -Lagerfeld addieren sich Lorentz- und Maxwellkräfte, für das $(p_{\text{PM}} - 1)$ -Feld wirken sie entgegengesetzt. Zudem ist der Drehsinn der Krafrichtung für beide Lagerfelder unterschiedlich.

dargestellt. Man erkennt die Addition bzw. Subtraktion von Maxwell- und Lorentzkräften abhängig von der Polpaarzahl. Weiterhin fällt auf, dass die Richtungsabhängigkeit der Lagerkraft für beide Polpaarzahlen jeweils umgedreht ist. Mit steigender Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ dreht die Lagerkraft des $(p_{\text{PM}} + 1)$ -Felds in mathematisch positiver Richtung, die des $(p_{\text{PM}} - 1)$ -Felds in negativer Richtung. Somit lässt sich mit konstanter Bestromung keine konstante Lagerkraft erzeugen, sollte das Lagerfeld Oberwellen mit beiden Polpaarzahlen $p_{\text{PM}} + 1$ und $p_{\text{PM}} - 1$ aufweisen. Selbst bei geeigneter Kompensation dieses Effekts existieren Kraftwinkel, in denen die Kräfte beider Felder entgegen wirken und die maximale Lagerkraft reduzieren.

Das vom Stator generierte Lagerfeld sollte demnach ein Polpaar mehr besitzen als der Rotor, um hohe Lagerkräfte erzeugen zu können. Auch mit einem Statorfeld mit $p_{\text{PM}} - 1$ Polpaaren lässt sich eine konstante, wenn auch schwächere Lagerkraft erzeugen. Keinesfalls sollten jedoch Feldanteile mit beiden Polpaarzahlen im Feldverlauf des Stators vorhanden sein.

Zusammenfassung am Beispiel der Topologie mit sechs Spulen

Zusammenfassend gilt, dass nur dann ein Drehmoment erzeugt wird, wenn der Ankerstrombelag bzw. das Statorfeld des Antriebs die gleiche Polpaarzahl wie das Rotorfeld aufweist,

$$p_{S,\text{drv}} = p_{PM}. \quad (2.40)$$

Hingegen müssen für eine Lagerkraft die Polpaarzahlen von Stator- und Rotorfeld um eins verschieden sein, wobei sich die Lagerkonstante

$$k_F = \begin{cases} k_{F,L} + k_{F,M}, & \text{wenn } p_{S,\text{bng}} = p_{PM} + 1 \\ k_{F,L} - k_{F,M}, & \text{wenn } p_{S,\text{bng}} = p_{PM} - 1 \end{cases} \quad (2.41)$$

aus den Lagerkonstanten von Lorentz- und Maxwellkräften zusammensetzt.

Das Antriebsmoment

$$M = k_M \cdot \hat{I}_{\text{drv}} \quad (2.42)$$

und die Lagerkraft

$$F = k_F \cdot \begin{bmatrix} \hat{I}_{\text{bng},x} \\ \hat{I}_{\text{bng},y} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

sind jeweils linear von der Amplitude des Stromes abhängig. Für $N = 6$ Spulen mit einem $p_{PM} = 1$ Rotor erhält man aus Gl. 2.24 und Gl. 2.31 sowie Gl. 2.39 die Lagerkonstante

$$k_F = \frac{3}{2} h w \frac{\sin(\vartheta)}{\vartheta} \hat{B}_{PM} + \frac{w h r_{S,i}}{2\mu_0} \pi k_B \hat{B}_{PM} \quad \text{für } p_{S,\text{bng}} = 2 \quad (2.44)$$

und aus Gl. 2.34 die Drehmomentkonstante

$$k_M = 6 r_m h w \frac{1}{\vartheta} \sin\left(\frac{\vartheta}{2}\right) \hat{B}_{PM} \quad \text{für } p_{S,\text{drv}} = 1. \quad (2.45)$$

Die Lager- und Antriebsströme in den sechs Spulen

$$i_{\text{drv},k} = \hat{I}_{\text{drv}} \cdot \sin\left(\frac{1}{3}\pi(k-1) - \gamma - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.46)$$

und

$$i_{\text{bng},k} = \hat{I}_{\text{bng}} \cdot \sin\left(\frac{2}{3}\pi(k-1) - \gamma - \Delta\varphi\right), \quad k = 1 \dots 6 \quad (2.47)$$

lassen sich jeweils in einem (virtuellen) Dreiphasensystem,

$$\underline{i}_{\text{bng}} = \begin{bmatrix} i_{\text{bng},R} \\ i_{\text{bng},S} \\ i_{\text{bng},T} \end{bmatrix} = - \underbrace{\begin{bmatrix} \sin(\gamma) & \cos(\gamma) \\ \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}(\gamma)} \cdot \begin{bmatrix} \hat{I}_{\text{bng},x} \\ \hat{I}_{\text{bng},y} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

und

$$\underline{i}_{\text{drv}} = \begin{bmatrix} i_{\text{drv},R} \\ i_{\text{drv},S} \\ i_{\text{drv},T} \end{bmatrix} = \mathbf{K}(\gamma) \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{I}_{\text{drv}} \end{bmatrix}, \quad (2.49)$$

darstellen, welches über die Transformationsmatrix $\mathbf{K}(\gamma)$ vom Rotor- ins Statorkoordinatensystem überführt werden kann. Diese Transformation entspricht der in der Literatur allgemein bekannten d/q-Transformation. Die Überlagerung der Ströme in den kombinierten Spulen geschieht so, dass die Antriebsströme ein einpolpaariges und die Lagerströme ein zwei-polpaariges Feld erzeugen:

$$\begin{aligned} i_1 &= i_{\text{bng},R} + i_{\text{drv},U} & i_4 &= i_{\text{bng},R} - i_{\text{drv},U} \\ i_2 &= i_{\text{bng},S} - i_{\text{drv},W} & i_5 &= i_{\text{bng},S} + i_{\text{drv},W} \\ i_3 &= i_{\text{bng},T} + i_{\text{drv},V} & i_6 &= i_{\text{bng},T} - i_{\text{drv},V}. \end{aligned} \quad (2.50)$$

Diese sechs Spulenströme können in zwei reale Dreiphasensysteme zerlegt werden, da die Summe der jeweils übernächsten Spulenströme verschwindet

$$\begin{aligned} i_1 + i_3 + i_5 &= 0 \\ i_2 + i_4 + i_6 &= 0 \end{aligned} \quad (2.51)$$

und dadurch für je drei Spulen ein Sternpunkt gebildet werden kann. Dadurch ist die Ansteuerung der Spulen durch zwei dreiphasige Leistungselektronikmodule möglich.

Um die Grösse von Lorentz- und Maxwellkraft zu vergleichen und um die Berechnungen zu verifizieren wurden 2D- und 3D-FEM Simulationen

Tabelle 2.1: Vergleich von analytisch berechneten Lorentz- und Maxwellkräften mit 2D- und 3D-Simulationswerten.

Parameter		2D-Sim.	Analytisch	3D-Sim.
Flussdichte in den Spulen	\hat{B}_{PM}	666 mT		
Flussdichte an Statorinnenseite	\hat{B}_{PM}	627 mT		
Lagerdurchflutung	$\hat{\Theta}_{\text{bng}}$	1000 Aw	1000 Aw	1000 Aw
Statorfeld durch Lagerstrom	\hat{B}_{S}	22.8 mT		
Lorentzkraft	$F_{\text{bng,L}}$	13.5 N	12.9 N	11.4 N
Maxwellkraft	$F_{\text{bng,R}}$	15.1 N	15.6 N	14.2 N
Gesamtkraft	F_{bng}	28.6 N	28.5 N	25.6 N
Antriebsstrom	$\hat{\Theta}_{\text{drv}}$	1000 Aw	1000 Aw	1000 Aw
Antriebsmoment	M_{drv}	1.58 Nm	1.59 Nm	1.44 Nm

mit der Geometrie des Prototypen S10.1 durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Tab. 2.1 zusammengefasst. Jeweils für eine Durchflutung von $\hat{\Theta} = 1000 \text{ Aw}$ wurden die auf die Spulen, das Statoreisen und den Rotor wirkenden Kräfte, sowie das auf den Rotor wirkende Drehmoment simuliert. Die auf die Spulen wirkende Kraft besteht ausschliesslich aus Lorentzkräften und auf das Statoreisen wirken nur Maxwellkräfte. Diese können mit den analytisch berechneten Werten von Lorentz- und Maxwellkraft ermittelt werden, welche auf Grundlage der in 2D simulierten Felder \hat{B}_{PM} und \hat{B}_{S} berechnet wurden. Es zeigt sich eine hohe Übereinstimmung von Simulation und Berechnung, womit die analytische Berechnung verifiziert ist.

Die Ergebnisse der 3D-Simulation sind etwa um 10% kleiner gegenüber den 2D-Werten. Dies ist auf die axialen Streuflüsse zurückzuführen, welche in der 2D-Simulation vernachlässigt werden.

Bemerkenswert ist, dass die Maxwellkräfte deutlich zur Lagerkraftbildung beitragen und bei der simulierten Geometrie sogar grösser sind als die Lorentzkräfte, was bei dieser in der Literatur zum Teil auch als *Lorentzkraftmaschine* bezeichneten nutenlosen Topologie zunächst nicht erwartet wird [44–47]. Dies bedeutet, dass das Lager auch in nutenlosen Maschinen als $(p_{\text{PM}} + 1)$ -Typ (und nicht als $(p_{\text{PM}} - 1)$ -Typ) ausgeführt werden sollte, damit sich Lorentz- und Maxwellkräfte addieren.

2.5 Induktivitäten der Lager- und Antriebswicklungen

Die Kenntnis der Induktivität des Motors ist für die Stromregelung, für die Ermittlung der Dynamik des Lagers, sowie für die Auslegung der Windungszahl für die gewünschten Betriebsbereiche stets von Bedeutung. Im Folgenden wird eine Besonderheit der nutzenlosen Motortopologie erläutert, welche bei kombinierten Spulen auftritt. Obwohl Lager- und Antriebsströme in denselben Spulen überlagert werden, unterscheiden sich die für beide Ströme wirksamen Induktivitäten. So wird dem Gradienten des Lagerstroms eine kleinere Spannung entgegengesetzt als dem Gradienten des Antriebsstroms. Zudem sind die Induktivitäten von Lager- und Antriebssystem deutlich kleiner als die Selbstinduktivität einer einzelnen Spule, weshalb die direkte Messung nicht ohne weiteres möglich ist. Die Möglichkeiten zur Berechnung und Messung dieser Induktivitäten werden im Folgenden vorgestellt.

Betrachtet man lediglich den Stator des lagerlosen Motors, fällt auf, dass die Spulen über den ringförmigen Stator Kern magnetisch kurzgeschlossen sind. Dies hat eine vergleichsweise hohe Selbstinduktivität zur Folge. Im Gegensatz dazu liegt bei einem genutzten Stator mit Spulen, welche radial nach innen gerichtet sind, der Luftspalt im Flusspfad jeder Spule.

Die Selbstinduktivität einer Spule mit Ringkern lässt sich leicht messen, simulieren und berechnen. Der Stator entspricht jedoch im Aufbau einem sechsphasigen Ringtransformator, bei dem alle Spulen über den Stator direkt magnetisch gekoppelt sind. Ein Stromgradient in einer Spule erzeugt demzufolge in allen anderen Spulen eine der jeweiligen Gegeninduktivität proportionalen Spannung. Dadurch ist eine getrennte Betrachtung der einzelnen Phasen und eine Berechnung der Phasenspannung über die Selbstinduktivität nicht ohne weiteres möglich.

Da die Bestromung der Spulen untereinander gekoppelt ist, kann – wie nachfolgend gezeigt wird – je eine Induktivität für den Lager- und Antriebsstromanteil eines Spulenstroms gefunden werden. Es zeigt sich, dass mittels dieser Lager- und Antriebsinduktivität das induktive Verhalten des Motors modelliert werden kann.

Für die folgenden Berechnungen wird angenommen, dass sich das Sta-

tormaterial linear verhält und ungesättigt ist. Der verkettete Fluss

$$\Psi_k = \Psi_{k,\text{PM}} + \Psi_{k,\text{I}}, \quad (2.52)$$

welcher eine Spule k durchdringt, setzt sich aus dem Fluss $\Psi_{k,\text{PM}}$, welcher von den Permanentmagneten des Rotors herrührt, und dem durch die Spulenströme erzeugten Fluss $\Psi_{k,\text{I}}$ zusammen. Mithilfe der Induktivitätsmatrix L_{kn} lässt sich dieser von den Strömen herrührende Fluss

$$\Psi_{k,\text{I}} = \sum_{n=1}^N L_{kn} \cdot i_n, \quad (2.53)$$

aus der Summe aller Spulenströme multipliziert mit der jeweiligen Selbst- bzw. Gegeninduktivität berechnen. Hierbei ist n die aktive Spule und k die Spule, in welcher die Flussverkettung berechnet wird. Da alle Spulen gleichsinnig gewickelt sind, sind alle Gegeninduktivitäten positiv.

Am Beispiel von Spule 1 der Topologie mit $N = 6$ Spulen ergibt sich durch Ausformulieren von Gl. 2.53

$$\Psi_{k,\text{I}} = L_{11}i_1 + L_{12}i_2 + L_{13}i_3 + L_{14}i_4 + L_{15}i_5 + L_{16}i_6. \quad (2.54)$$

Setzt man nun die Spulenströme für Lager und Antrieb aus Gl. 2.50 ein erhält man die Flussverkettung in Spule 1

$$\Psi_{1,\text{I}} = \Psi_{k,\text{bng}} + \Psi_{k,\text{drv}}, \quad (2.55)$$

welche sich aus der Flussverkettung durch die Lagerströme

$$\Psi_{1,\text{bng}} = (L_{11} + L_{14})i_{\text{bng},\text{R}} + (L_{12} + L_{15})i_{\text{bng},\text{S}} + (L_{13} + L_{16})i_{\text{bng},\text{T}} \quad (2.56)$$

und jener der Antriebsströme

$$\Psi_{1,\text{drv}} = (L_{11} - L_{14})i_{\text{drv},\text{U}} + (L_{13} - L_{16})i_{\text{drv},\text{V}} + (L_{15} + L_{12})i_{\text{drv},\text{W}} \quad (2.57)$$

zusammensetzt. Hierbei wird deutlich, dass sich die magnetischen Flüsse, welche durch Lager- und Antriebsströme erzeugt werden, linear und unabhängig voneinander überlagern. Aus der getroffenen Annahme, dass das Statormaterial nicht gesättigt ist, folgt, dass alle Gegeninduktivitäten zwischen Spulen gleichen Abstands auch gleich sind. Dies bedeutet, dass z. B. die Gegeninduktivität zwischen Spule 1 und Spule 3 auch gleich

derjenigen zwischen den Spulen 2 und 4 ist. Ausserdem sind alle Selbstinduktivitäten gleich. Somit können die Induktivitäten

$$\begin{aligned}
 L_0 &= L_{11} = L_{22} = \dots && \text{(Selbstinduktivität)} \\
 L_1 &= L_{12} = L_{23} = \dots && \text{(Gegenind. benachbarter Spulen)} \\
 L_2 &= L_{13} = L_{24} = \dots && \text{(Gegenind. der übernächsten Spule)} \\
 L_3 &= L_{14} = L_{25} = L_{36} && \text{(Gegenind. gegenüberliegender Spulen)}
 \end{aligned} \tag{2.58}$$

über ihren Abstand definiert werden, wobei L_0 die Selbstinduktivität und L_i eine Gegeninduktivität zwischen Spulen mit Abstand i darstellt. Damit vereinfachen sich die Verkettungsflussanteile aus Gl. 2.56 und Gl. 2.57 zu

$$\Psi_{1,\text{bng}} = (L_0 + L_3)i_{\text{bng},\text{R}} + (L_1 + L_2)(i_{\text{bng},\text{S}} + i_{\text{bng},\text{T}}) \tag{2.59}$$

und

$$\Psi_{1,\text{drv}} = (L_0 - L_3)i_{\text{drv},\text{U}} + (L_2 - L_1)(i_{\text{drv},\text{V}} + i_{\text{drv},\text{W}}). \tag{2.60}$$

Basierend auf der Tatsache, dass die Summe der Lager- sowie Antriebsströme jeweils verschwindet, kann

$$\begin{aligned}
 i_{\text{bng},\text{S}} + i_{\text{bng},\text{T}} &= -i_{\text{bng},\text{R}} \\
 i_{\text{drv},\text{V}} + i_{\text{drv},\text{W}} &= -i_{\text{drv},\text{U}}
 \end{aligned} \tag{2.61}$$

in Gl. 2.59 und Gl. 2.60 substituiert werden und man erhält

$$\Psi_{1,\text{bng}} = (L_0 - L_1 - L_2 + L_3)i_{\text{bng},\text{R}} = L_{\text{bng}} \cdot i_{\text{bng},\text{R}} \tag{2.62}$$

und

$$\Psi_{1,\text{drv}} = (L_0 + L_1 - L_2 - L_3)i_{\text{drv},\text{U}} = L_{\text{drv}} \cdot i_{\text{drv},\text{U}}. \tag{2.63}$$

Die hier eingeführte Lagerinduktivität L_{bng} und die Antriebsinduktivität L_{drv} stellen einen eindeutigen Zusammenhang zwischen Lager- bzw. Antriebsstrom und erzeugtem Verkettungsfluss in der Spule dar. Die an der Spule 1 anliegende induzierte Spannung berechnet sich nun durch

Ableitung des gesamten Verkettungsflusses nach der Zeit

$$u_1 = \frac{d\Psi_1}{dt} = \frac{d\Psi_1}{di_{\text{bng},R}} \frac{di_{\text{bng},R}}{dt} + \frac{d\Psi_1}{di_{\text{drv},U}} \frac{di_{\text{drv},U}}{dt} + \frac{d\Psi_{\text{PM}}}{dt}. \quad (2.64)$$

Durch Einsetzen von Gl. 2.62 und Gl. 2.63 erhält man

$$u_1 = L_{\text{bng}} \frac{di_{\text{bng},R}}{dt} + L_{\text{drv}} \frac{di_{\text{drv},U}}{dt} + \frac{d\Psi_{1,\text{PM}}}{dt}. \quad (2.65)$$

Zusätzlich zu den beiden von Lager- und Antriebsstrom induzierten Spannungen existiert also eine induzierte Spannung

$$u_{\text{ind}}(\gamma, x, y) = \frac{d\Psi_{\text{PM}}}{dt}, \quad (2.66)$$

welche durch die Änderung des Permanentmagnetflusses entsteht, womit die induzierte Spannung in Spule k mit

$$u_k = u_{L,\text{bng}}(i_{\text{bng}}) + u_{L,\text{drv}}(i_{\text{drv}}) + u_{\text{ind}}(\gamma, x, y) \quad (2.67)$$

angeschrieben werden kann.

Besonders hervorzuheben ist die Tatsache, dass Lager- und Antriebsströme unabhängig voneinander eine Spannung induzieren

$$L_{\text{bng}} = L_0 - L_1 - L_2 + L_3 = u_{L,\text{bng}} \cdot \left(\frac{di_{\text{bng}}}{dt} \right)^{-1} \quad (2.68)$$

$$L_{\text{drv}} = L_0 + L_1 - L_2 - L_3 = u_{L,\text{drv}} \cdot \left(\frac{di_{\text{drv}}}{dt} \right)^{-1}, \quad (2.69)$$

wobei Lager- und Antriebsinduktivität prinzipiell nicht den gleichen Wert haben. Dies ist insbesondere beim toroidal gewickelten nutenlosen Motor der Fall, da die Gegeninduktivitäten im Bereich der Selbstinduktivität liegen. Die Selbst- und Gegeninduktivitäten können mit geringem Aufwand durch Messung oder Simulation ermittelt werden.

Zur Verifizierung der Berechnungen wurden sowohl die Selbst- und Gegeninduktivitäten als auch die Lager- und Antriebsinduktivität am Prototypen S10.1 gemessen. Letzteres erfordert einen hohen messtechnischen Aufwand. Zunächst wurden jeweils die gegenüberliegenden Spulen des Motors so verdrahtet, dass mit einem dreiphasigen Signalgenerator

Tabelle 2.2: Gemessene Induktivitätswerte am Prototypen S10.1 mit und ohne Rotor sowie daraus berechnete Lager- und Antriebsinduktivität.

Induktivität		ohne Rotor		mit Rotor ^b	
		gemessen	berechnet ^a	gemessen	berechnet ^a
Selbstinduktivität	L_0	3.59 mH		2.05 mH	
Gegenind. 1	L_1	2.39 mH		0.92 mH	
Gegenind. 2	L_2	1.73 mH		0.56 mH	
Gegenind. 3	L_3	1.52 mH		0.45 mH	
Lagerind.	L_{bng}	1.05 mH	0.99 mH	0.92 mH	0.93 mH
Antriebsind.	L_{drv}	2.62 mH	2.73 mH	1.97 mH	2.01 mH

^a Berechnet aus gemessenen $L_{0..3}$ Werten

^b Mittelwert der Messwerte über einer Rotorumdrehung

entweder ausschliesslich ein Lagerstrom, oder ein Antriebsstrom in die Spulen eingepägt werden kann (vgl. Gl. 2.50). Bei vorgegebener Frequenz f und Spannung U wurde der Phasenstrom I_{bng} bzw. I_{drv} sowie die Phasenverschiebung φ zwischen Strom und Spannung gemessen. Daraus können die Induktivitäten

$$L_{\text{bng}} = \frac{U}{I_{\text{bng}}} \cdot \frac{\sin \varphi}{2\pi f} \quad (\text{bei } I_{\text{drv}} = 0) \quad (2.70)$$

$$L_{\text{drv}} = \frac{U}{I_{\text{drv}}} \cdot \frac{\sin \varphi}{2\pi f} \quad (\text{bei } I_{\text{bng}} = 0) \quad (2.71)$$

für Lager- und Antriebsströme berechnet werden.

Die Selbstinduktivität kann ohne grossen Aufwand mit einem LCR-Meter gemessen werden. Die Gegeninduktivitäten

$$L_{kn} = \frac{U_k}{U_n} \cdot L_0 \quad (2.72)$$

können über das Übersetzungsverhältnis zwischen angelegter Spannung an der Spule n und gemessener Spannung an der Spule k gemessen werden.

Die Versuche wurden jeweils mit und ohne Rotor durchgeführt. Da bei Versuchen mit Rotor der Stator partiell sättigt, hat der Rotorwinkel einen

Einfluss auf die Induktivität, weshalb die Messwerte für mehrere Rotorwinkel durchgeführt und gemittelt wurden, vgl. Tab. 2.2. Die gemessene Lagerinduktivität ohne Rotor ist um 70 % geringer als die Selbstinduktivität einer Spule und um 60 % geringer als die Antriebsinduktivität. Das Einbringen des Rotors hat zwar starken Einfluss auf die Selbst- und Gegeninduktivitäten, jedoch kaum auf die Lager- und Antriebsinduktivität.

Diese Ergebnisse lassen sich dadurch interpretieren, dass Lager- und Antriebsinduktivität nur durch das Magnetfeld, welches den Stator verlässt, entstehen. Damit ist der Einfluss der Statorsättigung gering. Da Lager- und Antriebsfeld zudem unterschiedliche Polpaarzahlen besitzen, ist auch der deutliche Unterschied in den Induktivitäten zu erklären.

Die aus den gut messbaren Selbst- und Gegeninduktivitäten berechneten Lager- und Antriebsinduktivitäten stimmen jeweils sehr genau mit den aufwändig gemessenen Werten überein, was die zuvor vorgestellte formelmässige Berechnung bestätigt. Dadurch können die Lager- und Antriebsinduktivität in einer einfachen Messung der Selbst- und Gegeninduktivitäten ermittelt werden, ohne auf die komplexe dreiphasige Messung zurückzugreifen.

Auch im Betrieb des Motors hat sich bei der Stromregelung gezeigt, dass Lager- und Antriebsinduktivität deutlich unterschiedlich sind. Die Berücksichtigung dieses Umstands hat zu einer deutlichen Verbesserung der Stromregelung geführt. Die signifikant kleinere Lagerinduktivität hat zudem einen positiven Effekt auf die Lagerdynamik.

2.6 Zusammenfassung

Die Funktionsweise des nutzenlosen Scheibenläufermotors beruht zunächst auf den passiven Steifigkeiten gegen axiale Auslenkung und Verkippung. Die Stabilisierung der Radialposition erfolgt durch das Magnetlager, wobei sowohl Lorentz- als auch Maxwellkräfte die Gesamtlagerkraft bilden. Beide Teilkräfte sind in etwa gleich gross sind, was beim nutzenlosen Motor zunächst nicht erwartet wurde.

Eine Lagerkraft entsteht dann, wenn die Polpaarzahl der Statorbestromung um eins verschieden von der Polpaarzahl des Rotors ist. Nur bei einer Lagerpolpaarzahl, die um eins grösser ist als die Rotorpolpaarzahl, wirken Lorentz- und Maxwellkräfte lagerkraftbildend in die gleiche Rich-

tung, andernfalls wirken sie entgegengesetzt und heben sich teilweise auf. Somit ist nur ein Magnetlager mit $p_{S,\text{bng}} = p_{\text{PM}} + 1$ empfehlenswert.

Die formelmässige Beschreibung der Lagerkraft- und Drehmomentbildung stimmt gut mit der Simulation überein, wobei aufgrund der axialen Streuflüsse etwa 10% Abweichung zur 3D-Simulation auftritt. Lagerkraft und Drehmoment sind linear vom Strom abhängig und invariant gegenüber dem Rotorwinkel. Dies ermöglicht eine einfache Lage- und Drehzahlregelung.

Bei Überlagerung der Ströme in kombinierten Wicklungen ist zu beachten, dass Lager- und Antriebsströme unterschiedliche Induktivitäten besitzen. Es wurde eine Methode zur einfachen Ermittlung dieser Induktivitäten aus den leicht zu messenden Selbst- und Gegeninduktivitäten der Statorspulen vorgestellt.

Kapitel 3

Topologieuntersuchung

Im folgenden Kapitel werden verschiedene Topologien untersucht, welche sich in Rotorpolzahl, Magnetisierungsart sowie hinsichtlich der Anzahl und Verschaltung der Spulen unterscheiden.

Der Fokus liegt zunächst auf der Maximierung der passiven Steifigkeiten durch höhere Polpaarzahlen und verschiedene Magnetisierungsvarianten. Vor allem für Anwendungen, welche hohe axiale Kräfte oder Kippmomente erzeugen, sind die passiven Steifigkeiten von grosser Bedeutung. So wird beispielsweise die maximale Druckdifferenz eines Lüfters durch die axiale Steifigkeit begrenzt. Ausserdem ist die Stabilität und Lagerqualität bei Scheibenläufermotoren mit höheren passiven Steifigkeiten erfahrungsgemäss besser. Wird der Freiraum in der Mitte des Rotors für die Anwendung benötigt, so ist ein möglichst dünner Rotorrückschluss vorteilhaft, dessen Einfluss auf die Steifigkeiten ebenso untersucht wird.

Da für jede Polpaarzahl des Rotors ein angepasstes Wicklungskonzept notwendig ist, werden alle möglichen Varianten für ein- und zweipolpaarige Rotoren ermittelt und gegenübergestellt. Dabei wird auf die Unterschiede zwischen kombinierten und getrennten Wicklungen, auf die benötigte Leistungselektronik sowie auf die erzielbaren Lagerkräfte und Antriebsmomente eingegangen.

Im Gegensatz zu genutzten Stator Konzepten, bei welchen die Spulen in radialer Richtung um die Zähne gewickelt sind, hat die Wahl der Spulenzahl beim nutenlosen Konzept keinen Einfluss auf die passiven Lager Eigenschaften. Der Eisenkreis wird durch die Wicklungstopologie nicht beeinflusst.

Alle Ausführungen in diesem Kapitel betreffen beispielhaft die Motorgeometrie des Prototypen S10.1 mit Magnetdurchmesser $D_{PM} = 97$ mm, Magnetdicke $d_{PM} = 12$ mm und magnetischem Luftspalt $\delta_{mag} = 9.5$ mm.

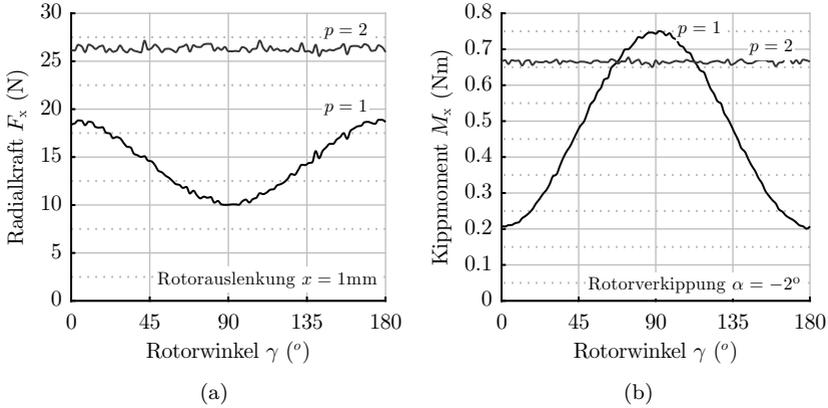


Abbildung 3.1: Abhängigkeit der Radialkraft (a) und des Kippmoments (b) vom Rotorwinkel γ für ein- und zweipolpaarige Rotoren. Die Werte wurden mittels 3D-FEM für die Geometrie S10.1 bei Auslenkung des Rotor um $x = 1\text{mm}$ und bei Verkipfung um $\alpha = 2^\circ$ um die x-Achse ermittelt. Es zeigt sich, dass bereits bei einem zweipolpaarigen Rotor eine homogene Steifigkeitsverteilung vorliegt.

Magnetvolumen, magnetischer Luftspalt und verfügbarer Wickelraum werden jeweils konstant gehalten. Lediglich die Anordnung der Magnete, der Rückschluss sowie die Anzahl und Verschaltung der Spulen werden variiert.

3.1 Rotormagnetisierung

3.1.1 Homogenität der passiven Steifigkeiten

Wie bereits eingangs erwähnt sind für einpolpaarige Rotoren die passiven Steifigkeiten nicht homogen. Die aus einer radialen Auslenkung oder Verkipfung resultierenden Kräfte und Momente sind von der Richtung der Verschiebung bzw. Verkipfung abhängig. Dies kann sich negativ auf die Lagerqualität auswirken. So resultieren aus der Inhomogenität grössere Resonanzbereiche, da die Resonanzfrequenzen $\omega_{0,\text{rad}} = \sqrt{c_{x,y}/m}$ bzw. $\omega_{0,\text{kipp}} = \sqrt{c_{\alpha,\beta}/J}$ einer Radial- bzw. Kippschwingung von der jeweiligen Steifigkeit und damit von der Schwingungsrichtung abhängen.

In Abb. 3.1 ist die Radialkraft sowie das Kippmoment bei konstant aus-
gelenktem bzw. verkipptem Rotor während einer Rotorumdrehung dar-
gestellt. Bei einem einpolpaarigen Rotor entsteht ein pulsierender Kraft-
bzw. Momentverlauf, durch welchen im Betrieb des Motors Schwingun-
gen angeregt werden können. Bereits bei einem zweipolpaarigen Rotor
tritt dieses Verhalten nicht mehr auf, da hier die Steifigkeiten homogen
und richtungsunabhängig sind. Aus Sicht der Lagerstabilität sind demzu-
folge Rotoren mit zwei oder mehr Polpaaren zu bevorzugen.

3.1.2 Magnetisierungsvarianten

In Abb. 3.2 sind die im Folgenden untersuchten Magnetisierungsvarian-
ten sowie der Feldverlauf im Luftspalt zwischen Magnet und Stator dar-
gestellt. Alle vorgestellten Varianten sind ausschliesslich mit parallel ma-
gnetisierten Magneten ausgeführt. Die Herstellung von radialen und tan-
gentialen Magnetisierungen im Magneten selbst ist fertigungstechnisch
nur schwer realisierbar. Die Bezeichnungen *radial*, *tangential* und *diamet-
ral* beziehen sich hier auf die Ausrichtung der einzelnen Magnete.

Für die Bewertung der Magnetisierung ist zu beachten, dass nur die
Grundwelle des Feldverlaufs im Luftspalt zur Drehmoment- und Lager-
kraftbildung beiträgt. Oberwellen, welche durch die Aneinanderreihung
unterschiedlicher Magnete zwingend entstehen, erzeugen dagegen nur hö-
here Verluste.

Für einen einpolpaarigen Rotor kommt deshalb nur eine diametrale
Magnetisierung in Betracht. Diese resultiert in einem rein sinusförmigen
Feldverlauf mit geringem tangentialen Anteil.

Für zweipolpaarige Rotoren sind mehrere Varianten denkbar, wobei ein
sinusförmiger Feldverlauf nicht mehr möglich ist. Die radiale Magnetisie-
rung (Abb. 3.2(b)) besteht aus abwechselnd nach innen und aussen ma-
gnetisierten Magneten. Sie weist die grösste Grundwelle, aber auch deut-
liche Oberwellen auf. Diese Variante ist am einfachsten herstellbar. Für
die Halbach Magnetisierung wird zwischen den radialen Magneten jeweils
ein tangentialer Magnet eingefügt, wodurch sich die Oberwellenanteile re-
duzieren. Vor allem die Oberwelle mit Ordnungszahl 6 verschwindet fast
gänzlich, was z. B. bei der 2x9-Spulen Topologie wichtig sein wird. Auch
denkbar ist die Verwendung von tangentialen Magneten (Abb. 3.2(d)),
was die Verwendung eines Rückschlusses gänzlich unnötig macht. Hier

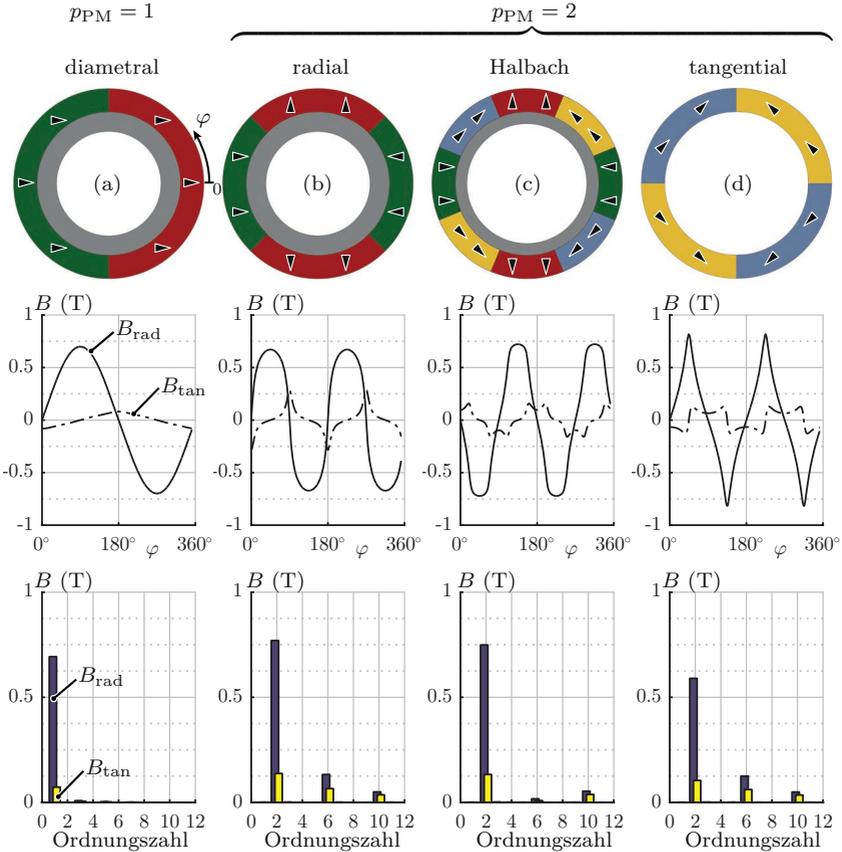


Abbildung 3.2: Darstellung der Magnetisierungsvarianten (oben) für die einpolpaarige diametrale Variante (a), sowie die zweipolpaarige radiale (b), Halbach- (c) und tangentiale (d) Magnetisierung. Zudem ist der Feldverlauf in der Mitte des Luftspalts zwischen Magnet und Statoreisen (Mitte) sowie die Zerlegung in Grund- und Oberwellenanteile dieses Feldverlaufs (unten) dargestellt. Der Feldverlauf wurde mittels 2D-FEM Simulation ermittelt. Die Varianten (b)-(d) sind auch für höhere Polpaarzahlen denkbar.

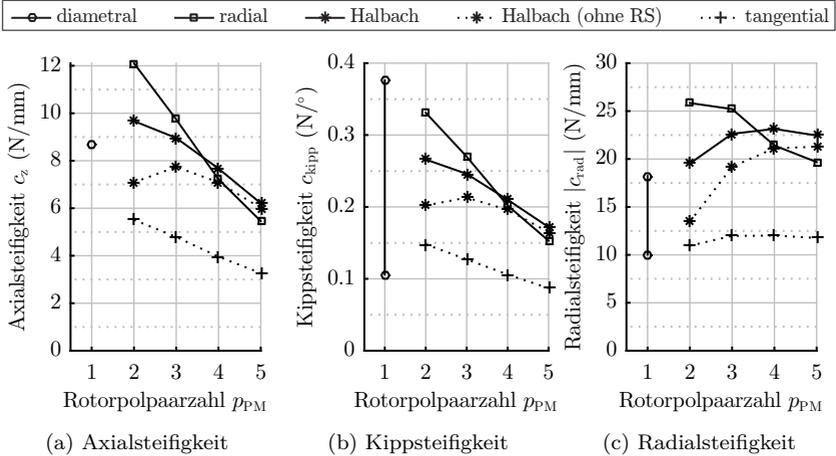


Abbildung 3.3: Abhängigkeit der passiven Steifigkeiten von der Polpaarzahl dargestellt für verschiedene Magnetisierungen. Bei der einpolpaarigen diametralen Magnetisierung ist für die Kipp- und Radialsteifigkeit jeweils die aus der Inhomogenität resultierende maximale und minimale Steifigkeit dargestellt.

ist jedoch die Grundwelle stark reduziert, bei deutlich auftretenden Oberwellen.

3.1.3 Steifigkeiten

Ein Hauptziel dieser Untersuchung ist die Verbesserung der Axial- und Kippsteifigkeit durch Erhöhung der Polpaarzahl. In Abb. 3.3 sind für alle vorgestellten Magnetisierungsvarianten die mittels 3D-FEM simulierte Steifigkeiten in Abhängigkeit der Polpaarzahl dargestellt. Zunächst fällt beim einpolpaarigen diametralen Rotor der breite Bereich zwischen minimaler und maximaler Kipp- und Radialsteifigkeit auf. Diese Inhomogenität ist bei höheren Polpaarzahlen nicht mehr vorhanden.

Die grössten Steifigkeiten werden mit dem radial magnetisierten $p_{PM} = 2$ Rotor erreicht. Die Axialsteifigkeit ist im Vergleich zum diametralen Rotor um 39 % grösser und die Kippsteifigkeit steigt um 37 % gegenüber der mittleren bzw. um über 200 % gegenüber der minimalen Kippsteifigkeit. Allerdings steigt auch die destabilisierende Radialsteifigkeit, sodass zum

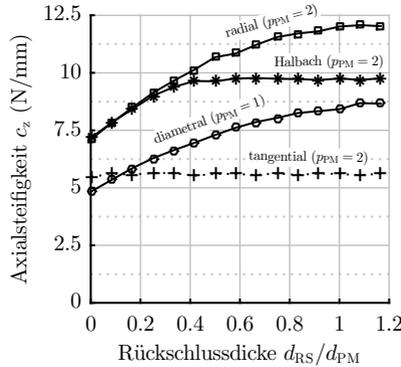


Abbildung 3.4: Abhängigkeit der Axialsteifigkeit vom Rotorrückschluss der verschiedenen Magnetisierungen.

Ablösen des Rotors von der Wand etwa 41 % mehr Kraft aufgewendet werden muss.

Die Halbach-Magnetisierung mit Rückschluss ist hinsichtlich Axial- und Kippsteifigkeit bei $p_{PM} = 2$ etwa 20 % schlechter als die radiale Variante. Ab $p_{PM} = 4$ ist hingegen diese Magnetisierung die Beste. Die tangentiale Magnetisierung weist durchgehend die schwächsten Steifigkeiten auf.

Halbach- und tangentiale Magnetisierung bieten durch die tangentiale Führung des Flusses im Magneten die Möglichkeit, den Rotorrückschluss zu reduzieren. Dies ist dann sinnvoll, wenn die freie Fläche innerhalb des Rotors für die vorgesehene Anwendung benötigt wird. Besonders bei Axialventilatoren, welche die Strömung durch den Rotor führen, ist dies von Bedeutung. Für ein- und zweipolpaarige Rotoren wurde die Axialsteifigkeit unter Variation der Rückschlussdicke d_{RS} in 3D-FEM simuliert. Das Ergebnis ist in Abb. 3.4 dargestellt. Halbach- und radiale Magnetisierung sind bis zu einem Verhältnis von Rückschluss- zu Magnetdicke von $d_{RS}/d_{PM} = 0.4$ identisch. Ab diesem Wert lässt sich die Steifigkeit der Halbach-Magnetisierung nicht mehr steigern. Die radiale Magnetisierung besitzt ihr Maximum bei einer Rückschlussdicke knapp 20 % über der Magnetdicke. Ebenso verhält es sich mit der diametralen Magnetisierung, wobei diese stets kleinere Steifigkeiten als die radiale bzw. Halbach-

Magnetisierung aufweist. Auf die Steifigkeit der tangentialen Magnetisierung hat ein Rückschluss keinen Einfluss.

Zusammenfassend bietet die radiale Magnetisierung mit zwei Polpaaren deutlich grössere und zudem komplett homogene Steifigkeiten im Gegensatz zum einpolpaarigen Rotor. Mit weiter steigender Polpaarzahl nehmen die Steifigkeiten wieder ab. Die Halbach-Magnetisierung ist dann sinnvoll, wenn der Rotor möglichst dünn gehalten werden soll, um eine grosse freie innere Fläche zu erhalten. Zwar ist dann der Halbach-Rotor von den Steifigkeiten identisch mit der radialen Variante, weist aber weniger Oberwellen und damit geringere Verluste auf.

Allen mehrpolpaarigen Rotoren ist gemein, dass die elektrische Frequenz gegenüber dem diametralen Rotor mindestens verdoppelt wird. Dies führt zu deutlich grösseren Verlusten (vgl. Kapitel 6). Deshalb sind mehrpolpaarige Rotoren nur dann sinnvoll, wenn von der Anwendung hohe Steifigkeiten gefordert werden.

3.2 Wicklungskonzepte

Für zweipolpaarige Rotoren sind neue Wicklungskonzepte notwendig. Das bisher vorgestellte Wicklungskonzept kann mit sechs kombinierten Spulen zwar ein $p_{\text{drv}} = p_{\text{PM}} = 2$ poliges Feld für den Antrieb erzeugen, für das Lager jedoch nur ein einpolpaariges Feld $p_{\text{bng}} = p_{\text{PM}} - 1 = 1$, was aufgrund der entgegengesetzt wirkenden Lorentz- und Maxwellkräfte eine kleine Lagerkonstante ergibt. Zusammen mit der grösseren Radialsteifigkeit des zweipolpaarigen Rotors ergeben sich ein sehr schwaches Magnetlager und hohe Lagerströme, wie sich auch in Experimenten gezeigt hat.

Im Folgenden werden weitere Topologien für ein- und zweipolpaarige Rotoren mit kombinierten und getrennten Wicklungen vorgestellt und verglichen.

3.2.1 Kombinierte und getrennte Wicklungen

Für lagerlose Motoren sind grundsätzlich zwei Wicklungsarten zu unterscheiden: Die kombinierten Wicklungen und die separaten bzw. getrennten Wicklungen. Bei ersteren werden Lager- und Antriebsströme in einem Satz Spulen überlagert. Es wird nicht zwischen Lager- und Antriebsspu-

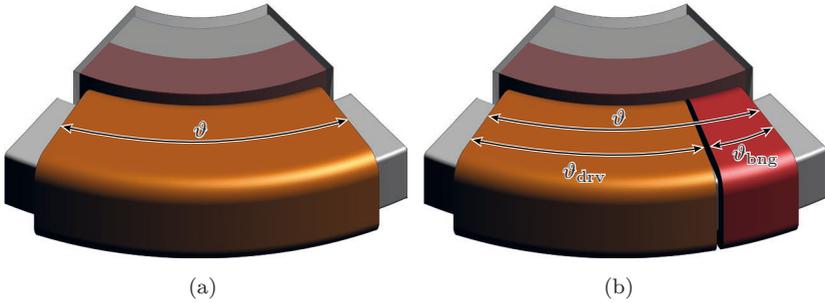


Abbildung 3.5: Vergleich einer kombinierten Wicklung (a) und einer getrennten Wicklung (b) bei gleichbleibendem Gesamtöffnungswinkel ϑ .

len unterschieden. Bei getrennten Wicklungen sind dagegen für Lager- und Antriebsfunktion jeweils eigene Spulen vorhanden.

Generell sind für jede Wicklungsart unterschiedliche Spulentopologien mit unterschiedlichen Spulen- und Phasenzahlen möglich. Es existieren auch Topologien, wie z. B. die bereits bekannte 6-Spulen Topologie, welche durch Auftrennen einer kombinierten Spule in je eine Antriebs- und Lagerspule in ein getrenntes Konzept überführt werden kann, wie in Abb. 3.5 gezeigt. Symmetriebedingt können bei dieser Topologie die gegenüberliegenden Spulen jeweils in Reihe geschaltet werden. Phasenzahl und Komplexität der Leistungselektronik bleiben deshalb gleich.

Bei den getrennten Wicklungen muss bereits in der Designphase der Wickelraum auf die Lager- und Antriebsspulen verteilt werden. Dabei muss abgeschätzt werden, wie sich Lagerkraft und Antriebsmoment im vorgesehenen Anwendungsfall verhalten. Die Kupferverluste sind nur dann minimal, wenn das Verhältnis der Durchflutungen

$$\frac{\Theta_{\text{bng}}}{\Theta_{\text{drv}}} = \frac{\vartheta_{\text{bng}}}{\vartheta_{\text{drv}}} \quad \Leftrightarrow \quad P_{\text{Cu}} \rightarrow \min \quad (3.1)$$

gleich dem Verhältnis der Spulenöffnungswinkel von Lager und Antrieb ist. Nur dann sind die Stromdichten in den Lager- und Antriebsspulen gleich. Bei nicht optimaler Aufteilung des Wickelraums steigen die Kupferverluste.

Doch selbst bei optimaler Auslegung sind in getrennten Wicklungen die Kupferverluste stets grösser als in kombinierten Wicklungen. In getrenn-

ten Wicklungen wird der magnetische Fluss eines Spulenpaars getrennt durch Lager- und Antriebsstrom erzeugt. Auch wenn sich die magnetischen Flüsse gegenseitig aufheben würden, entstehen so Kupferverluste in beiden Spulen. In einer kombinierten Spule wird dagegen der Stromfluss reduziert, wenn das von der Spule zu erzeugende Lager- und Antriebsfeld entgegengesetzt gerichtet ist. Da die Polpaarzahlen von Lager- und Antriebsfeld unterschiedlich sind, existieren immer Spulen, in denen dies der Fall ist. Um wie viel sich die Kupferverluste kombinierter Wicklungen gegenüber den Verlusten in getrennten Wicklungen erhöhen, ist vom Lastpunkt abhängig und wird in [5] berechnet.

Ein grosser Nachteil kombinierter Wicklungen ist, dass die Windungszahlen der Spulen nicht separat für Lager und Antrieb optimiert werden können. In jeder der m Phasen entsteht bei Maximaldrehzahl n_{\max} eine induzierte Spannung

$$\hat{U}_{\text{ind,max}} = \frac{4\pi}{m} k_M n_{\max}. \quad (3.2)$$

Zum Aufstarten des Motors im Stillstand – d. h. zum Ablösen des geladenen Rotors von der Wand – ist ein Lagerstrom

$$I_{\text{start}} = \frac{F_{\text{start}}}{k_F} = \frac{c_d \delta}{k_F} \quad (3.3)$$

nötig, um den Rotor gegen die radiale Steifigkeit c_d von der Kammerwand abzulösen. Bei kombinierten Wicklungen muss der Inverter in der Lage sein, sowohl den Strom zum Aufstarten als auch die bei Maximaldrehzahl entstehende induzierte Spannung zu liefern. Darum wird als Kennzahl die Inverter-Scheinleistung

$$S_{\text{ctrl}} = U_{\text{DC}} \cdot I_{\text{max}} \quad (3.4)$$

als Produkt aus Zwischenkreisspannung U_{DC} und maximal zulässigem Phasenstrom I_{max} des Inverters eingeführt. Setzt man Gl. 3.2 und Gl. 3.3 ein und nimmt an, dass die Phasen in Sternschaltung verschalten sind, erhält man die mindestens vom Inverter geforderte Scheinleistung

$$S_{\text{ctrl,min}} = \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{\text{ind}} \cdot \hat{I}_{\text{start}} = \frac{4\pi}{m} c_d \frac{k_M}{k_F} \delta n_{\max}. \quad (3.5)$$

Dieser Wert wird durch die von der Anwendung vorgegebenen Größen der maximalen Drehzahl und des freien Luftspalts sowie durch die topologiebedingten Kennwerten der Radialsteifigkeit und des Quotienten aus Motor- zu Lagerkonstante bestimmt. Die notwendige Inverter-Scheinleistung ist unabhängig von der Windungszahl.

Besonders bei Anwendungen mit hohen Drehzahlen und grossen Luftspalten stösst man mit kombinierten Wicklungen an Grenzen. Übersteigt die geforderte Inverter-Scheinleistung die eigentliche Motorleistung deutlich, muss der Inverter überdimensioniert werden. Für getrennte Wicklungen existiert dieses Problem nicht, da mit höherer Windungszahl im Lager und mit geringerer Windungszahl im Antrieb sowohl Aufstartstrom als auch induzierte Spannung reduziert werden können.

Die Gesamtleistung des Inverters steht bei kombinierten Wicklungen auf allen Phasen für den Antrieb zur Verfügung, während bei getrennten Wicklungen nur die Hälfte der Phasen für die Übertragung der Wirkleistung an den Motor genutzt werden kann. Sind hohe Drehmomente oder hohe Beschleunigungsraten gefragt, sinken darum die Anforderungen an den Inverter für kombinierte Wicklungen.

Dagegen erfordert die Regelung kombinierter Wicklungen grössere Aufmerksamkeit. Da bei kombinierten Spulen sowohl die induzierte Spannung als auch die für das Lager benötigte Spannung überlagert werden, nimmt die Spannungsreserve für das Lager – und damit die maximale Lagerdynamik – mit der Drehzahl ab. Es muss daher bereits in der Wicklungsauslegung Sorge getragen werden, dass bei Maximaldrehzahl genügend Spannungsreserve zum sicheren Betrieb des Lagers vorhanden ist. Zudem sind die Induktivitäten für Lager- und Antriebsströme unterschiedlich, was bei der Stromregelung bedacht werden muss. Hingegen sind bei getrennten Wicklungen Lager- und Antriebswicklungen entkoppelt, die Lagerdynamik ist nicht drehzahlabhängig und die Auslegung der beiden Systeme kann unabhängig voneinander erfolgen.

Schliesslich muss noch darauf hingewiesen werden, dass bei getrennten Wicklungen in der Regel mehr Spulen notwendig sind, was die Konstruktion komplexer und teuer macht als bei kombinierten Wicklungen.

Die einzelnen Vorteile der Wicklungsarten sind nochmals in Tabelle 3.1 zusammengefasst. Sofern der zur Verfügung stehende Inverter ausreichend Scheinleistung zum Erzeugen der Aufstartkraft und zum Erreichen der maximalen Drehzahl aufweist, bieten kombinierte Wicklungen

Tabelle 3.1: Vorteile kombinierter und getrennter Wicklungen.

kombinierte Wicklungen	getrennte Wicklungen
<ul style="list-style-type: none"> • Aufteilung der Antriebsleistung auf alle Wicklungen • Geringere Kupferverluste • Einfacherer Aufbau durch geringere Spulenanzahl • Keine Aufteilung des Wickelraums auf Lager und Antrieb notwendig 	<ul style="list-style-type: none"> • Keine Anforderung an Inverter-Scheinleistung durch Luftspalt und Maximaldrehzahl • Lagerdynamik drehzahlunabhängig • Einfachere Regelung • Unabhängige Auslegung von Lager und Antrieb möglich

durch geringere Verluste, höhere übertragbare Leistung sowie einfacheren Aufbau deutliche Vorteile. Auch wenn die Regelung getrennter Wicklungen einfacher ist, stellt dies bei kombinierten Wicklungen kein grosses Problem mehr dar.

3.2.2 Bedingungen für mögliche Wicklungen

Mindestanzahl an Phasen

Die Spulen des lagerlosen Motors müssen für Kraft- und Drehmomentbildung zwei voneinander unabhängige Magnetfelder erzeugen. Da jedes Feld in Amplitude und Winkel variabel ist, müssen mindestens vier Freiheitsgrade aktiv geregelt werden. Dies ergibt eine Mindestphasenzahl von

$$m_{\min} \geq 4. \quad (3.6)$$

Für jeden Sternpunkt in der Verschaltung der Spulen ist eine weitere Phase notwendig. Ist Einphasencharakteristik mit hohen Drehmoment-schwankungen und Positionen ohne Drehmomentbildung im Antrieb zulässig, so kann wiederum ein Freiheitsgrad eingespart werden.

Bedingungen für Spulenanzahl

Für Rotorpolpaarzahlen bis $p_{\text{PM}} \leq 3$ können die Polpaarzahlen für Lager und Antrieb nur über die Grundwelle des Ankerstrombelags erzeugt

werden. Erst ab vierpolpaarigen Rotoren ist es möglich, die im Statorfeld vorkommenden Oberwellen für Lager und Antrieb zu nutzen, wie dies in [10] für grosse Multipolarmotoren vorgestellt wird. Da in dieser Arbeit nur niedrige Polpaarzahlen behandelt werden, wird die Analyse im Folgenden auf die Kraft- und Drehmomentbildung über die Grundwelle des Statorfeldes bzw. Ankerstrombelags beschränkt.

Zur Erzeugung eines Feldes mit p Polpaaren muss dann die Anzahl der Spulen N grösser als die Anzahl zu erzeugender Pole sein. Wäre die Spulenzahl gleich der Polzahl würde eine Phasenverschiebung zwischen beiden Spulen von 180° nur einen regelbaren Freiheitsgrad ergeben. Damit gilt für die Anzahl der Spulen für Lager und Antrieb

$$N_{\text{bng}} > 2 \cdot p_{\text{bng}} = 2 \cdot (p_{\text{PM}} \pm 1), \quad (3.7)$$

$$N_{\text{drv}} > 2 \cdot p_{\text{drv}} = 2 \cdot p_{\text{PM}}. \quad (3.8)$$

Die Anzahl an Lager- und Antriebsspulen muss indes gleich sein

$$N = N_{\text{bng}} = N_{\text{drv}}, \quad (3.9)$$

da sie bei kombinierten Wicklungen identisch sind, und bei separaten Wicklungen abwechselnd nebeneinander auf dem Stator angeordnet werden.

Bei einpolpaarigen Rotoren sind damit mindestens $N = 5$ Spulen, für zweipolpaarige Konzepte mit $(p + 1)$ -Lager mindestens $N = 7$ Spulen notwendig. Bei getrennten Wicklungskonzepten gilt dies jeweils für Lager und Antrieb und die Gesamtanzahl an Spulen verdoppelt sich, $N_{\text{ges}} = 2N$.

Damit sind bereits alle Bedingungen für kombinierte Wicklungen vorhanden. Da die Polpaarzahlen von Lager- und Antriebsfeld keinen gemeinsamen Teiler besitzen, existieren keine zwei Spulen, welche zu jeder Zeit den gleichen Strom führen. Eine Reduktion der Phasen durch Reihenschaltung der Spulen ist somit nicht möglich. Jede Spule muss durch eine separate Phase angesteuert werden. Mehr als acht Spulen sind aufgrund der hohen Phasenzahl und des daraus resultierenden leistungselektronischen Aufwands nicht mehr sinnvoll.

Für getrennte Wicklungen gilt diese Einschränkung nicht. Da Lager- und Antriebsspulen separat verschaltet werden, kann die Phasenzahl m durch Reihenschaltung von N_{ph} Spulen pro Phasen reduziert werden.

Damit ergibt sich die Phasenzahl für Lager- und Antrieb zu

$$m_{\text{bng}} = \frac{N}{N_{\text{ph,bng}}} \quad \text{und} \quad m_{\text{drv}} = \frac{N}{N_{\text{ph,drv}}}. \quad (3.10)$$

Die Phasenzahl für Lager und Antrieb kann grundsätzlich verschieden sein. Hinzu kommt die Bedingung, dass der elektrische Winkel zwischen zwei Phasen

$$\varphi_{\text{ph}} = \frac{2\pi}{m} \quad (3.11)$$

zu den Phasenwinkeln der Spulen passen muss. Dazu muss dieser ein ganzzahliges Vielfaches des kleinsten von Null verschiedenen elektrischen Winkels zwischen zwei Spulen

$$\varphi_{\text{Sp}} = \frac{2\pi}{N} \cdot \text{ggT}(N, p) \quad (3.12)$$

für ein Statorfeld mit Polpaarzahl p sein [41]. So ist beispielsweise bei $N = 12$ Spulen für ein zweipolpaariges Feld ($p = 2$) die Phasenverschiebung zwischen zwei Spulen $\varphi_{\text{Sp}} = 60^\circ$, was nur drei- oder sechsphasig angesteuert werden kann. Für ein dreipolpaariges Feld $p = 3$ ergibt sich wiederum ein Winkel von $\varphi_{\text{Sp}} = 90^\circ$, welcher nur mit $m = 4$ Phasen erzeugt werden kann.

Für die mögliche Phasenzahl bei separaten Wicklungen gilt damit die Bedingung

$$\frac{\varphi_{\text{ph}}}{\varphi_{\text{Sp}}} = \frac{N}{m \cdot \text{ggT}(N, p)} \in \mathbb{N}, \quad (3.13)$$

welche für Lager- und Antriebswicklung erfüllt sein muss.

Eine gleichsinnige Reihenschaltung angrenzender Spulen führt effektiv zu einer Reduktion der Spulen und ist nur zulässig, wenn die Bedingung in Gl. 3.7 erfüllt bleibt. Auch die gegensinnige Reihenschaltung angrenzender Spulen bewirkt, dass zusätzlich ein Magnetfeld mit halber Polpaarzahl entsteht. Dies kann negative Effekte wie die Kopplung von Lager und Antrieb oder nichtlineares Verhalten bewirken. Ein Beispiel ist die 2x8-Spulen Topologie, die später erläutert wird.

3.2.3 Leistungselektronik

Da sich die untersuchten Topologien in ihrer Phasenanzahl unterscheiden, variiert auch der Aufwand für die notwendige Leistungselektronik. In Abb. 3.6 sind zwei-, drei- und vierphasige Wechselrichter dargestellt. Pro Phase wird eine Halbbrücke bestehend aus zwei Leistungsschaltern und zwei Dioden sowie ein Stromsensor benötigt. Pro Sternpunkt kann ein Stromsensor entfallen und zudem werden keine Rückleiter benötigt.

Die zweiphasige Ansteuerung (Abb. 3.6(a)) wird nur für getrennte Wicklungen verwendet, da hier für Lager und Antrieb je zwei Phasen ausreichen. Zwei Dreiphasensysteme, wie in Abb. 3.6(b) dargestellt, können sowohl für getrennte Wicklungen eingesetzt werden – wobei ein System das Lager, das andere den Antrieb ansteuert – als auch für kombinierte Wicklungen, da symmetriebedingt die sechs kombinierten Phasen in zwei Dreiphasensysteme zerlegt werden können (siehe Gl. 2.50 und Gl. 2.51).

Der vierphasige Wechselrichter (Abb. 3.6(c)) ist für kombinierte Wicklungen mit acht Phasen, welche wiederum in zwei Vierphasensysteme geteilt werden können, notwendig. Für getrennte Wicklungen können vier Phasen durch weitere Reihenschaltung in zwei Phasen überführt werden, weswegen dieser Wechselrichter dort nicht benötigt wird.

Für fünfphasige kombinierte Wicklungen wird ein Wechselrichter mit fünf Phasen benötigt, welcher hier nicht dargestellt ist. Dieser besteht aus fünf Halbbrücken in Sternschaltung und vier Stromsensoren. Höhere Phasenzahlen sind natürlich möglich, wobei der Aufwand stetig steigt und deshalb diese Möglichkeiten nicht in Betracht gezogen werden.

3.2.4 Wicklungstopologien für ein- und zweipolpaarige Rotoren

In Abbildung 3.7 sind alle sinnvollen Topologien mit kombinierten und getrennten Wicklungen für ein- und zweipolpaarige Rotoren sowie die Verschaltung der Spulen dargestellt. Diese Topologien werden zunächst vorgestellt und anschliessend bezüglich Leistungsfähigkeit von Lager- und Antrieb verglichen. Es werden dabei nur Topologien berücksichtigt, welche nicht mehr als insgesamt acht Phasen benötigen.

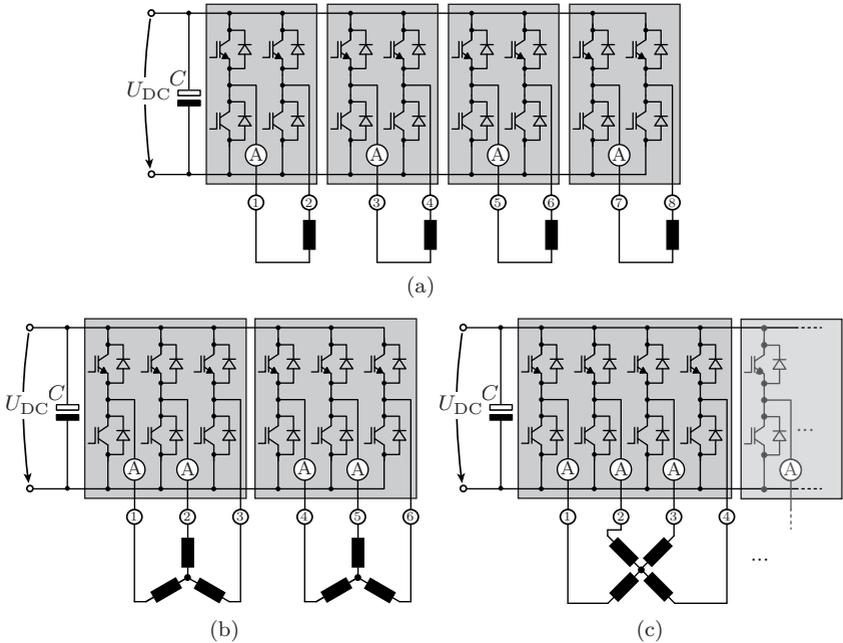


Abbildung 3.6: Leistungselektronik für zweiphasige (a), dreiphasige (b) und vierphasige (c) Ansteuerung. Diese können sowohl bei getrennten als auch bei kombinierten Wicklungen eingesetzt werden.

Topologien für einpolpaarige Rotoren

Für einpolpaarige Rotoren sind nach Gl. 3.7 mindestens fünf Spulen notwendig. Mit fünf Halbbrücken und vier Stromsensoren ist dies die Topologie mit dem geringsten Aufwand bezüglich Leistungselektronik und Spulenzahl. Bei sechs Spulen wird eine Halbbrücke mehr benötigt, allerdings können aufgrund der Symmetrie der sechs Phasen diese in zwei Dreiphasensysteme aufgeteilt werden. Hierfür sind bereits integrierte dreiphasige IGBT Module erhältlich.

Höhere Phasenzahlen sind für einpolpaarige Rotoren mit kombinierten Wicklungen nicht sinnvoll. Es besteht jedoch die Möglichkeit, die Spulenzahl zu verdoppeln und je zwei Spulen gegengleich in Reihe zu schalten, jeweils mit einem Abstand von drei Spulen. Damit erhält man je eine To-

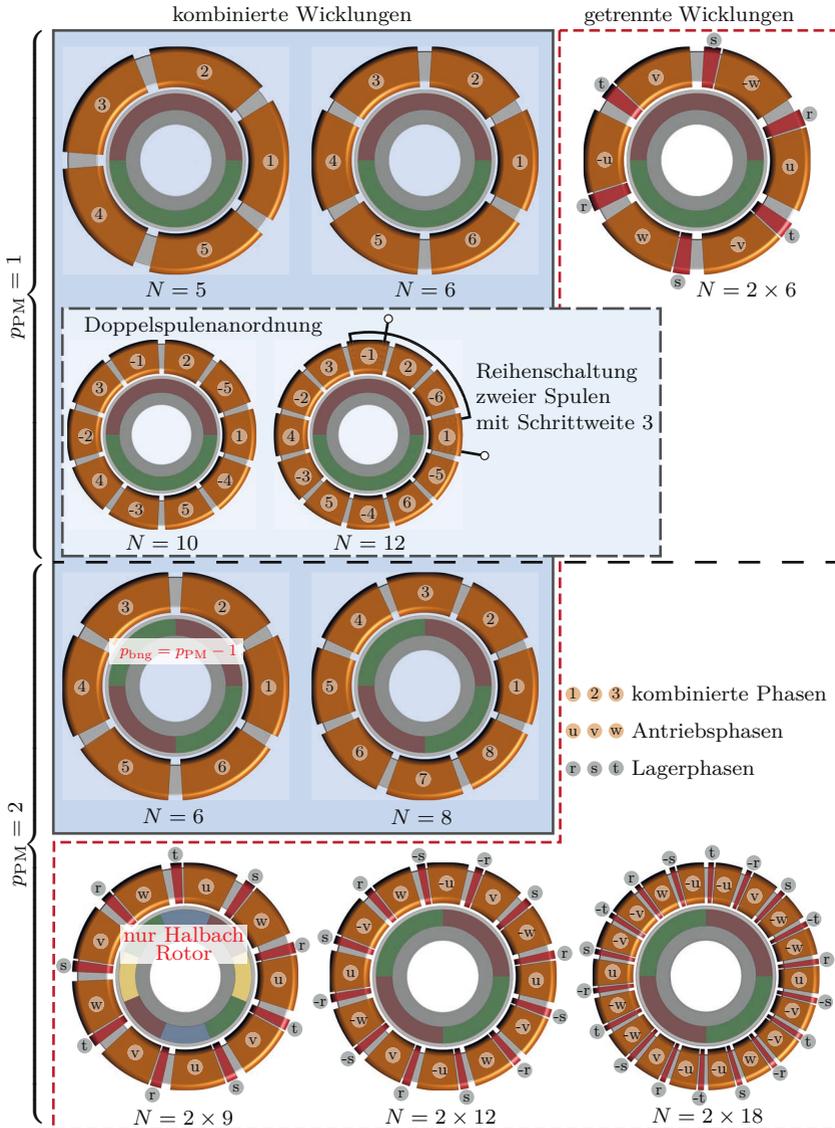


Abbildung 3.7: Übersicht aller für ein- und zweipolpaarige Rotoren sinnvollen Topologien mit kombinierten und getrennten Wicklungen.

pologie mit $N = 10$ und $N = 12$ Spulen, ohne die Phasenzahl zu erhöhen. Die 10-Spulen Topologie wird bereits in [31, 48] beschrieben.

Die kombinierte 6-Spulen Topologie kann in ein getrenntes 2x6-Spulen Konzept überführt werden. Lager- und Antriebspulen werden dann separat in Stern verschalten und von je einem Dreiphasensystem gespeist. Beide Konzepte sind aus magnetischer Sicht fast äquivalent, da sich die Spulenanordnung nicht ändert. Lediglich die etwas schmaleren Spulen des getrennten Konzepts bewirken eine bessere Ausnutzung des Magnetfelds. Ansonsten gelten die bereits erwähnten Vor- und Nachteile der getrennten Wicklungen.

Zwar könnte auch die kombinierte 5-Spulen Topologie in ein getrenntes Konzept überführt werden, allerdings wären dann für Lager und Antrieb jeweils fünf Phasen, insgesamt also zehn Phasen notwendig. Dies zeigt die Bedingung in Gl. 3.13, welche für $N = 10$ nur $m_{\text{bng}} = 5$ im Lager und $m_{\text{drv}} = 5$ oder $m_{\text{drv}} = 2$ im Antrieb zulässt. Letzteres führt jedoch zu Einphasencharakteristik im Antrieb. Diese Topologie wird deshalb nicht betrachtet.

Topologien für zweipolpaarige Rotoren

Lässt man zu, dass das Lager ein Feld $p_{\text{bng}} = p_{\text{PM}} - 1$ mit einem Polpaar weniger als der Rotor erzeugt, so kann jede für einpolpaarige Rotoren verwendete Topologie auch für zweipolpaarige Rotoren verwendet werden. Das Lagerfeld ist dann einpolpaarig, das Antriebsfeld zweipolpaarig und somit sind Lager und Antrieb vertauscht. Der Nachteil liegt, wie in Kapitel 2 erklärt, darin, dass die Leistungsfähigkeit des Lagers hier deutlich reduziert ist. Zusammen mit der grösseren Radialsteifigkeit sind diese Topologien deshalb nicht zu empfehlen.

Darum wird eine Polpaarzahl von $p_{\text{bng}} = 3$ für das Lager von zweipolpaarigen Rotoren gefordert. Die Mindestanzahl an Spulen liegt dann bereits bei $N = 7$, was für kombinierte Wicklungen zu $m = 7$ Phasen führt. Mit Vorteil führt man diese jedoch mit $N = 8$ Spulen und acht Phasen aus, da dann die Anordnung auf zwei vierphasige Systeme reduziert werden kann. Dies ist die einzige kombinierte Topologie, die für zweipolpaarige Rotoren untersucht wird.

Die erste Topologie mit getrennten Wicklungen, welche alle drei Bedingungen aus den Gleichungen (3.7), (3.10) und (3.13) erfüllt, ist eine

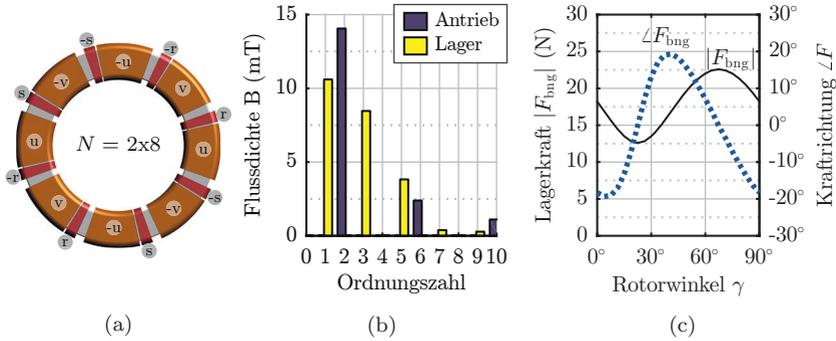


Abbildung 3.8: Schematische Darstellung der ungünstigen 2x8-Spulen Topologie (a) und FFT-Analyse des von Lager- und Antriebsspulen erzeugten Luftspaltfelds (b). Da das Lager neben dem gewünschten Feldanteil mit Ordnungszahl 8 eine grosse Feldkomponente mit Ordnungszahl 1 erzeugt, ist diese Topologie ungeeignet. Die beiden Feldanteile erzeugen zusammen mit einem zweipolpaarigen Rotor gegenläufige Lagerkräfte, welche sich je nach Rotorwinkel entgegenwirken oder verstärken. Dadurch schwankt die Lagerkraft dieser Topologie stark in Amplitude und Richtung (c).

2x8-Spulen Topologie. In der Simulation zeigt sich jedoch, dass die Lagerkraft bei dieser Topologie nicht vom Rotorwinkel unabhängig ist. Abbildung 3.8 zeigt die Verschaltung der Spulen, die harmonische Analyse des aus Lager- und Antriebsstrom resultierenden Luftspaltfelds und die auf den Rotor wirkende Lagerkraft bei Drehung des Rotors. Wird das Lager – wie in Kapitel 2 beschrieben – feldorientiert bestromt, schwankt der Betrag der Lagerkraft um $\pm 28\%$ und die Krafrichtung um $\pm 19^\circ$ bei Drehung des Rotors. Der Grund hierfür liegt in der Reihenschaltung der nebeneinanderliegenden Lagerspulen. Dadurch wird nicht nur ein Lagerfeld mit Polpaarzahl $p_{bng} = 3$, sondern auch ein einpolpaariges Feld erzeugt, wie in Abb. 3.8 zu sehen ist. Diese beiden Feldanteile erzeugen gemäss Gl. 2.30 und Gl. 2.37 gegenläufig vom Rotorwinkel abhängige Lagerkräfte, die sich je nach Rotorwinkel verstärken oder schwächen. Daher resultiert die Schwankung in Betrag und Winkel der Kraft. Auch wenn sich dieses nichtlineare Verhalten theoretisch durch die Regelung kompensieren liesse, wären die maximale Lagerkraft und die Lagerqualität dieser Topologie deutlich beeinträchtigt. Darum wird diese Topologie verworfen und nicht weiter betrachtet.

Die 2x16-Spulen Topologie zeigt ein ähnliches Verhalten wie die 2x8-

Spulen Topologie. Obwohl hier der Betrag der Lagerkraft nur um $\pm 11\%$ und die Richtung um $\pm 11^\circ$ schwanken, wird auch diese Topologie verworfen.

Übrig bleiben die Topologien mit 2x9-, 2x12- und 2x18-Spulen, deren Luftspaltanalyse in Abb. 3.9 dargestellt ist. Diese Topologien erzeugen mit einem Antriebsstrom hauptsächlich ein $p = p_{\text{PM}}$ Feld und mit einem Lagerstrom ein $p = p_{\text{PM}} + 1$ Feld. Zu beachten sind jedoch die zusätzlichen Harmonischen bei der 2x9-Spulen Topologie. Die im Lagerfeld enthaltene sechste Harmonische erzeugt zusammen mit der sechsten Harmonischen des radial magnetisierten Rotors ein Drehmoment. Aus diesem Grund ist die 2x9-Spulen Topologie nur mit einem Halbbach-Rotor zu empfehlen, da bei diesem die sechste Harmonische fehlt (vgl. Abb. 3.2(c)). Der Antrieb erzeugt jedoch auch mit dem Halbbach Rotor eine Lagerkraft, da im Antriebsfeld eine erste Harmonische ($p = 1$) enthalten ist. Der Betrag dieser Lagerkraft kann mit 16% des Antriebsstroms im Lager kompensiert werden.

Die 2x12- und 2x18-Spulen Topologien weisen keinerlei Kopplung zwischen Lager und Antrieb auf und sind damit als getrenntes Wicklungskonzept für zweipolpaarige Rotoren am besten geeignet. Die 2x12-Spulen Topologie wird mit drei Phasen im Antrieb und zwei Phasen im Lager betrieben, die 2x18-Spulen Topologie mit je drei Phasen.

3.2.5 Vergleich der Topologien

Um die Leistungsfähigkeit des Lagers und des Antriebs der unterschiedlichen Topologien vergleichen zu können, werden normierte Lager- und Antriebskonstanten $k'_F = \frac{F}{\hat{A}_S}$ und $k'_M = \frac{M}{\hat{A}_S}$ als Verhältnis von Kraft bzw. Moment zur Amplitude \hat{A}_S des Ankerstrombelags in den Spulen eingeführt. Damit sind diese Parameter unabhängig von der Windungszahl und der Spulenanzahl. Sie hängen mit den strombezogenen Konstanten über die Windungszahl N , den Spulenöffnungswinkel ϑ und dem mittleren Spulenradius r_m wie folgt zusammen:

$$k'_F = \frac{F}{\hat{A}_S} = \frac{N}{\vartheta \cdot r_m} \cdot k_F \quad (3.14)$$

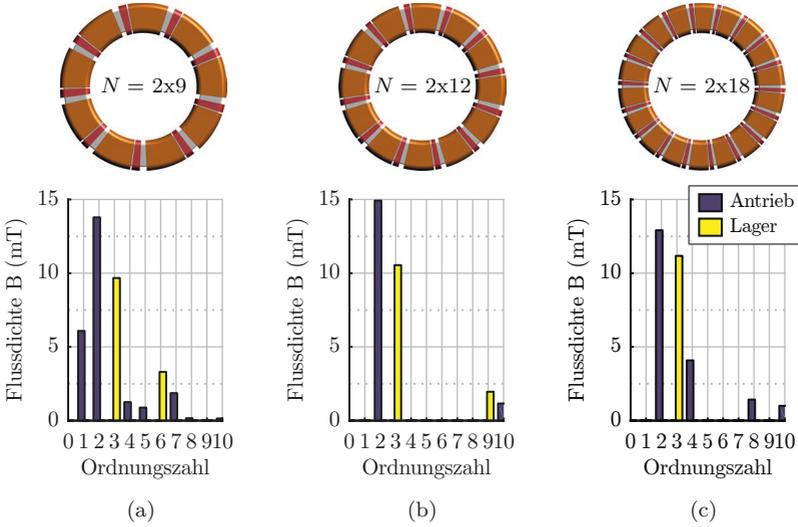


Abbildung 3.9: Analyse des von den Spulen erzeugten Luftspaltfelds der 2x9-Spulen (a), 2x12-Spulen (b) und 2x18-Spulen Topologie (b). Die Felder wurden in 2D-FEM mit einer Amplitude des Ankerstrombelags von $\hat{A}_S = 10 \text{ A/mm}$ ohne magnetisierten Rotor simuliert und der Feldverlauf in der Mitte des Luftspalts mittels FFT in die harmonischen Anteile zerlegt.

$$k'_M = \frac{M}{\hat{A}_S} = \frac{N}{\vartheta \cdot r_m} \cdot k_M. \quad (3.15)$$

Diese Werte werden für jede Topologie in 3D-FEM Simulationen ermittelt, wobei die gesamte Spulenfläche für jede Topologie gleich ist, sodass bei gleichem Ankerstrombelag die Kupferverluste gleich sind. Die Leistungsfähigkeit der Topologien ist so direkt vergleichbar. Alle Ergebnisse werden auf die kombinierte 6-Spulen Topologie mit einpolpaarigem Rotor normiert. Für diese Topologie gilt $k'_{F,N=6} = 1.23 \text{ N/(A mm}^{-1}\text{)}$ und $k'_{M,N=6} = 66.6 \text{ mNm/(A mm}^{-1}\text{)}$.

In Abb. 3.10 sind die Ergebnisse aller untersuchten Topologien im Vergleich dargestellt, wobei die Werte auf die 6-Spulen Topologie als Referenz normiert wurden. Es zeigt sich, dass die 6-Spulen Topologie den leistungsfähigsten Antrieb für einpolpaarige Rotoren besitzt. Die Doppel-

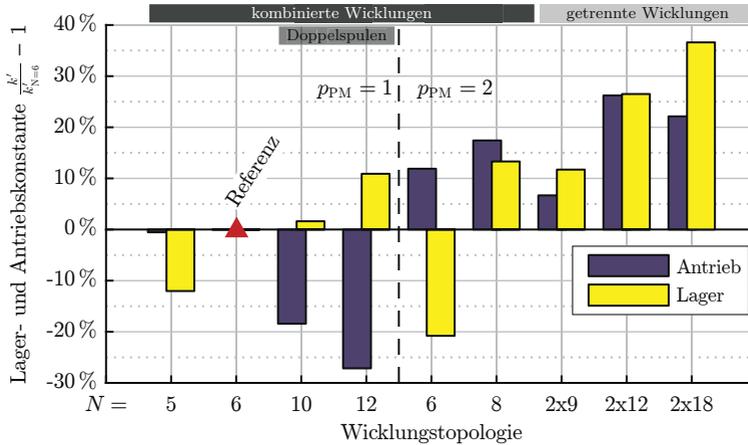


Abbildung 3.10: Vergleich der Leistungsfähigkeit des Lagers und des Antriebs aller untersuchten Topologien normiert auf die Daten der einpolpaarigen 6-Spulen Topologie. Die Resultate wurden mittels 3D-Simulation ermittelt.

spulenanordnungen mit zehn und zwölf Spulen sind deutlich schwächer im Antrieb, dafür stärker im Lager. Dies ist von Vorteil, wenn grössere Luftspalte oder höhere Drehzahlen erreicht werden sollen, ohne die Inverter-Scheinleistung und damit die Anforderungen an Strom- und Spannungsgrenzen des Umrichters zu erhöhen.

Bei den zweipolpaarigen Topologien muss bedacht werden, dass die radiale Steifigkeit des Rotors um 41 % grösser ist als die des einpolpaarigen Rotors. Dementsprechend ist ein leistungsfähigeres Lager gefordert. Keine der Topologien erreicht diesen Wert, was bedeutet, dass höhere Ankerstrombeläge bzw. Stromdichten zum Aufstarten notwendig sind. Erwartungsgemäss schlecht ist die 6-Spulen Topologie, da diese das Lager mit einem einpolpaarigen Feld realisiert. Das beste Lager weist die 2x18-Spulen Topologie auf, den besten Antrieb die 2x12-Spulen Topologie. Da bei kombinierten Spulen die Leistung durch alle Phasen übertragen werden kann, ist auch die 8-Spulen Topologie für hohe Drehmomente und Leistungen gut geeignet, wohingegen der Aufwand für Leistungselektronik hier am grössten ist.

Die Anforderungen an die Leistungselektronik sowie die Leistungsdaten der Topologien sind nochmals in Tab. 3.2 zusammengefasst.

Tabelle 3.2: Vergleich der Topologien bezüglich Leistungselektronikbedarf und Leistungsfähigkeit von Lager und Antrieb (normiert auf die 6-Spulen Topologie).

Topologie		Leistungselektronik			Antrieb	Lager
N	p_{PM}	Phasen	Halbbrücken	Stromsensoren	$\frac{k'_{drv}}{k'_{drv,N=6}}$	$\frac{k'_{bng}}{k'_{bng,N=6}}$
5	1	5	5	4	99%	88%
6	1	2x3	6	4	100%	100%
2x6	1	2x3	6	4	100%	100%
10	1	5	5	4	82%	102%
12	1	2x3	6	4	73%	111%
6	2	2x3	6	4	112%	79%
8	2	2x4	8	6	117%	113%
2x9	2 ^a	2x3	6	4	107% ^b	112%
2x12	2	3+2	7	5	126%	126%
2x18	2	2x3	6	4	122%	137%

^a Halbacht-Magnetisierung (sonst diametral bzw. radial)

^b Der Antrieb erzeugt eine Lagerkraft, die mit 16% des Antriebsstroms im Lager kompensiert werden muss.

3.3 Zusammenfassung

Für einpolpaarige Rotoren wurden vier kombinierte und ein getrenntes Wicklungskonzept verglichen. Die 6-Spulen Topologie ist hinsichtlich Komplexität des Aufbaus und der Leistungselektronik am einfachsten und weist den leistungsfähigsten Antrieb auf. Sofern der Umrichter den Anforderungen an die Scheinleistung dieser Topologie entspricht, ist sie die zu bevorzugende Variante.

Es wurde gezeigt, dass zweipolpaarige Rotoren Vorteile durch deutlich grössere sowie homogene Steifigkeiten aufweisen. Dies ist vor allem bei Rotoren mit grossem Durchmesser wichtig, bei denen eine hohe Kippsteifigkeit gefordert ist, sowie für Anwendungen mit grossen axialen Lasten, wie z. B. Axiallüfter. Zudem ist die Leistungsfähigkeit des Antriebs dieser Topologien grösser als bei einpolpaarigen Motoren. Nachteilig sind die gesteigerte Komplexität durch die grosse Spulenzahl sowie die höheren Verluste der zweipolpaarigen Rotoren, wie in Kapitel 6 gezeigt wird.

Mehr als zwei Rotorpolpaare sind für die untersuchte Motorgrösse nicht

sinnvoll, da sie geringere Steifigkeiten und höhere Verluste zur Folge hätten.

Sowohl für ein- als auch für zweipolpaarige Rotoren sind kombinierte und getrennte Wicklungskonzepte möglich. Bei kombinierten Wicklungen kann die gesamte Leistung des Umrichters über alle Phasen dem Antrieb zur Verfügung gestellt werden. Hingegen werden gewisse Anforderungen an Strom- und Spannungsgrenzen durch die Aufstartdistanz und die Maximaldrehzahl definiert.

Insgesamt kann je nach Anforderung und zu Verfügung stehendem Umrichter aus zehn verschiedenen Topologien gewählt werden.

Kapitel 4

Auslegung und Realisierung der Prototypen

Aus den im vorangegangenen Kapitel vorgestellten Topologien wurde die 6-Spulen Topologie für einpolpaarige Rotoren und die 2x18-Spulen Topologie für zweipolpaarige Rotoren ausgewählt, um anhand mehrerer Prototypen mit verschiedenen Rotordurchmessern und Drehzahlen die Leistungsfähigkeit der nutenlosen Topologie zu demonstrieren und die theoretischen Überlegungen zu verifizieren.

In diesem Kapitel werden zunächst die einzelnen Prototypen vorgestellt. Anschliessend wird in einer Festigkeitsanalyse des Rotormantels die Bestimmung der zulässigen Maximaldrehzahl der Motoren erläutert. Weiterhin werden Konstruktionsrichtlinien zur Auslegung des Luftspalts und der Rotor- und Statorgeometrie vorgestellt, welche es ermöglichen einen nutenlosen Scheibenläufermotor möglichst gut an die gewünschten Anforderungen für passive Steifigkeit und Antriebsmoment anzupassen.

4.1 Vorstellung der realisierten Prototypen

Abbildung 4.1 zeigt eine Übersicht der aufgebauten Prototypen und deren Vergleich hinsichtlich Drehzahl und Rotordurchmesser. Die Namensgebung der Prototypen erfolgt über ihren Rotordurchmesser in Zentimeter. Der kleinste Prototyp S02 mit 2.2 cm Rotordurchmesser erreicht die höchste Drehzahl von 150 000 U/min und auch die höchste Umfangsgeschwindigkeit. Er dient als Demonstrator für hohe Drehzahlen. Die zwei Prototypen S10.1 und S10.2 mit je 10 cm Rotordurchmesser, welche sich nur durch Rotor- und Statorhöhe unterscheiden, sind für die Anwendung

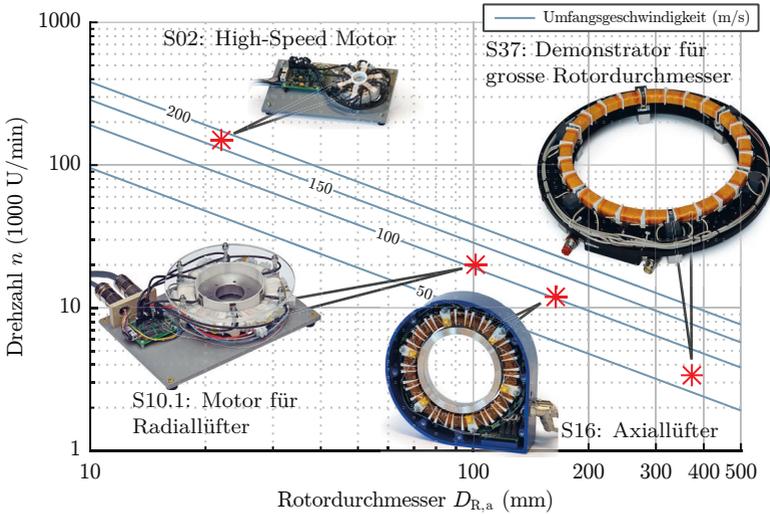


Abbildung 4.1: Vergleich von Rotordurchmesser und Nenndrehzahl der realisierten Prototypen im doppelt-logarithmischen Massstab.

in Radialventilatoren konzipiert. Der Prototyp S10.1 dient in den meisten Untersuchungen dieser Arbeit als Referenzgeometrie. Beide Prototypen besitzen jeweils sechs kombinierte Spulen und einen einpolpaarigen Rotor.

Der Prototyp S16, welcher als Axialventilator mit dem 2x18-Spulen Konzept ausgeführt wurde, ist mit einem zweipolpaarigem Rotor ausgestattet. Der grösste Prototyp S37 weist einen Rotordurchmesser von etwa 37 cm auf. Dieser Motor ist die nutzenlose Adaption eines bestehenden lagerlosen Multipolarmotors [10] und demonstriert die Eignung der nutzenlosen Topologie für grosse Rotordurchmesser.

Eine Aufstellung der Eckdaten und geometrischen Parameter aller Prototypen ist in den Tabellen 4.1 und 4.2 zu finden.

Tabelle 4.1: Parameter der Prototypen S10.1 und S10.2.

		S10.1	S10.2
Geometrie des Motors			
Aussendurchmesser	D_M	170 mm	170 mm
Motorhöhe	h_M	23 mm	33 mm
Spulenanzahl	N	6x kombiniert	6x kombiniert
Geometrie des Rotors			
Polpaarzahl	p_R	1 (2) ^a	1
Rotordurchmesser	D_R	102 mm	102 mm
Rotorhöhe	h_R	19 mm	29 mm
Freier Luftspalt	δ_{frei}	2 mm	2 mm
Antriebseigenschaften			
Drehzahl	n	20 000 U/min	20 000 U/min
Umfangsgeschwindigkeit	u	107 m/s	107 m/s

^a Variante S10.1-P2 mit zweipolpaarigem Rotor (statt einpolpaarig)

Tabelle 4.2: Parameter der Prototypen S02, S16 und S37.

	S02	S16	S37
Geometrie des Statoreisens			
D_M	45 mm	232 mm	445 mm
h_M	12 mm	25 mm	25 mm
N	6x kombiniert	18xAntrieb, 18xLager	24x kombiniert
Geometrie des Rotors			
p_R	1	2	10
D_R	22 mm	165 mm	370 mm
h_R	9 mm	25 mm	26 mm
δ_{frei}	1.4 mm	3.5 mm	6 mm
Antriebseigenschaften			
n	150 000 U/min	12 000 U/min	3500 U/min
u	173 m/s	104 m/s	68 m/s

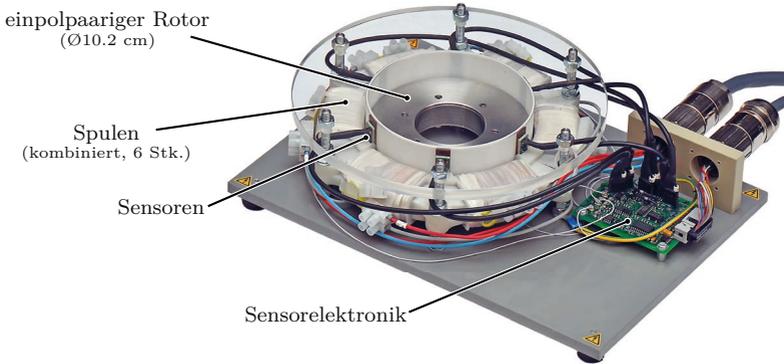


Abbildung 4.2: Fotografie des Prototypen S10.1.

4.1.1 Prototypen der Serie S10: 102 mm Rotoren verschiedener Höhe und Dicke

Der Prototyp S10.1, dessen Fotografie in Abb. 4.2 abgebildet ist, stellt die Referenzgeometrie für die meisten Untersuchungen dieser Arbeit dar. Der Rotor hat einen Aussendurchmesser von 102 mm. Durch ein zusätzliches Spiralgehäuse, auch Volute genannt, sowie ein Laufrad, kann dieser Motor als Radialventilator betrieben werden, wie dies in Kapitel 7 genauer beschrieben wird. Die Nenn Drehzahl dieses Motors beträgt 20 000 U/min.

Der Motor wurde als Experimentalplattform ohne Gehäuse ausgeführt, um durch hohe Variabilität des Aufbaus und einfache Zugänglichkeit aller Bauteile Tests und Experimente zu erleichtern. In Abb. 4.3 wird der Aufbau des Prototypen S10.1 in Explosionsdarstellung gezeigt. Der Aufbau der weiteren Prototypen ist ähnlich. Das ringförmige Statoreisen aus Elektroblech M270-35A [49] hat eine Höhe von 12.5 mm. Halbschalen aus Polyamid – im 3D-Druckverfahren hergestellt – dienen der Befestigung des Stators und der Aufnahme der Spulen sowie der Sensoren. Die Spulen wurden manuell auf den ringförmigen Stator gewickelt. Die Sensoren zur Positions- und Winkelmessung werden zwischen den Spulen im Luftspalt an den Halbschalen befestigt. Ein Ring aus PET dient als Trennwand zwischen Rotorraum und Stator und im Falle eines Absturzes des Rotors als Notlauflager.

Der Rotor besteht aus zwei Rotorschalen, welche die Magnetsegmente

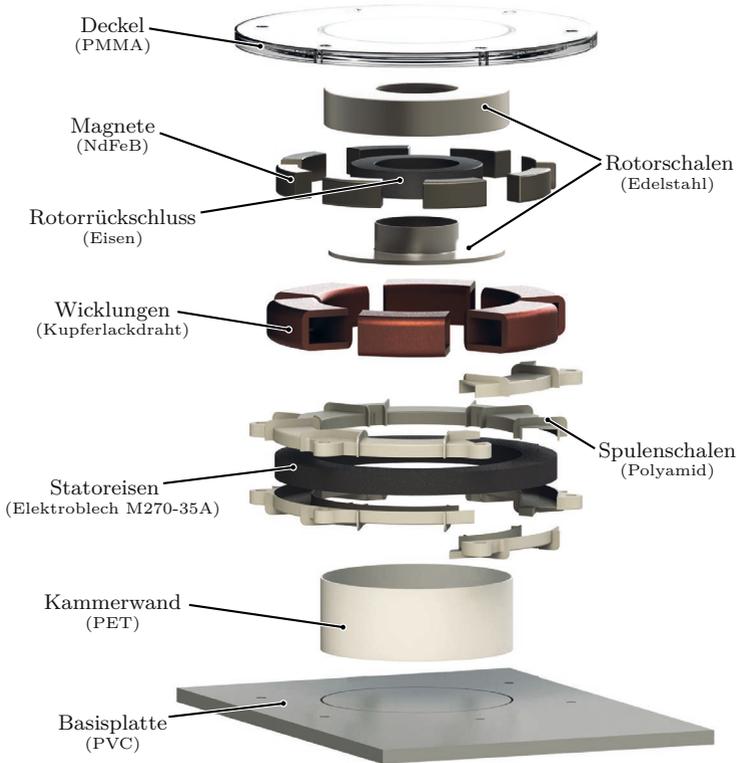


Abbildung 4.3: Explosionsdarstellung des Prototypen S10.1. Der Prototyp S10.2 ist bezüglich des Aufbaus identisch, alle weiteren Prototypen sind im Aufbau dem Prototypen S10.1 sehr ähnlich.

und den Rückschluss umschliessen und im Laserschweissverfahren verbunden werden. Die Magnete sind mit $h_{PM} = 15$ mm etwas höher als das Statoreisen. Mit ihrem Aussendurchmesser $D_{PM} = 97$ mm entsteht ein magnetischer Luftspalt zum Stator von $\delta_{mag} = 9.5$ mm. Eine Basisplatte und ein Deckel aus Kunststoff stellen in diesem Falle die Montageplattform des Motors dar. Diese können einfach durch ein Gehäuse ersetzt werden, wie dies beim Prototypen S16 realisiert wurde.

Der Prototyp S10.1 kann auch mit zweipolpaarigem Rotor betrieben werden; diese Variante wird dann als S10.1-P2 bezeichnet. Wie in Ka-

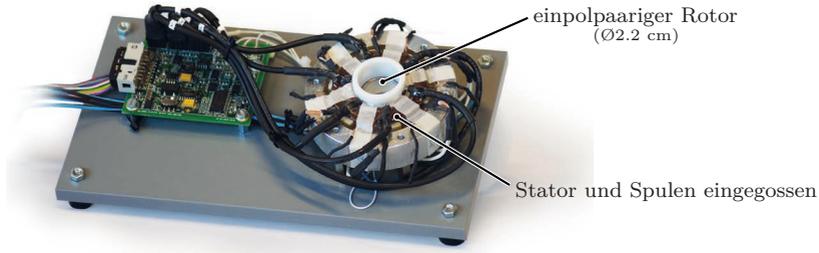


Abbildung 4.4: Fotografie des Prototypen S02.

pitel 3 erläutert, ist die 6-Spulen Topologie mit zweipolpaarigem Rotor zwar möglich, weist aber ein sehr schlechtes aktives Magnetlager auf. Dies konnte auch im Betrieb der Variante S10.1–P2 bestätigt werden. Ausgeführt wurde diese Variante vor allem zum Testen des Einflusses der Polpaarzahl auf die Verluste und die Axialsteifigkeit, ohne die Geometrie zu verändern. Wird im weiteren die Variantenbezeichnung weggelassen und nur vom Typ S10 gesprochen, so ist stets der einpolpaarige Rotor (S10.1–P1) gemeint.

In ähnlicher Weise wurde ein zweiter Prototyp S10.2 aufgebaut. Um den freien Innendurchmesser des Rotors zu erhöhen besitzt dieser Motor nur halb so dicke Magnete. Um trotzdem vergleichbare Steifigkeiten zu erreichen, wurde die Statorhöhe auf $h_S = 23$ mm und die Magnethöhe auf $h_S = 25$ mm vergrößert. Damit wurde der Innendurchmesser des Stators beim S10.2 von 45 mm auf 64 mm erhöht.

4.1.2 Prototyp S02: 22 mm High-Speed-Motor

Der kleinste und schnellste Motor der Serie ist der Prototyp S02, zu sehen in Abb. 4.4. Der Rotor besteht aus einer soliden diametral magnetisierten Magnetscheibe mit Durchmesser $D_{PM} = 20$ mm, welche von einem 1 mm dicken Ring aus Edelstahl ummantelt ist. Zur Verringerung von Hochfrequenzverlusten wurde das Statoreisen aus dem amorphen Material *Metglas* mit einer Blechdicke von $25 \mu\text{m}$ gefertigt und die Spulen mit Litzdraht ausgeführt. Statoreisen und Spulen sind in Epoxidharz eingegossen, welches ein Vibrieren der Spulen verhindert und in Verbindung

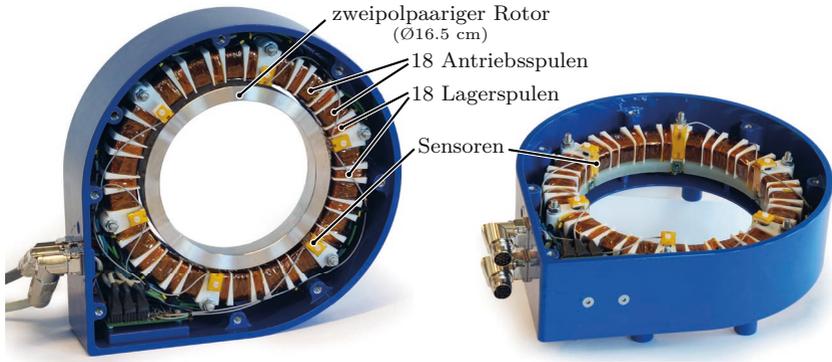


Abbildung 4.5: Fotografien des Prototypen S16 mit Rotor (links) und ohne Rotor (rechts).

mit dem umgebenden Aluminiumring die Befestigung des Stators ermöglicht.

Die maximal erreichte Drehzahl dieses Motors ist 150 000 U/min. Bei höheren Drehzahlen ist mit dem mechanischen Versagen des Permanentmagneten zu rechnen.

4.1.3 Prototyp S16: 165 mm Rotor

Der Prototyp S16 wurde in der 2x18-Spulen Topologie ausgeführt. Der zweipolpaarige Rotor hat einen Aussendurchmesser von 165 mm. Bei der Konstruktion wurde durch Weglassen des Rotorrückschlusses ein vergleichsweise grosser Innendurchmesser $D_{R,i} = 138$ mm erreicht, was besonders für die Anwendung als Axialventilator wichtig ist. Die Rotorgeometrie wurde angelehnt an den Axialventilator mit Homopolar-Magnetlager, welcher in der Dissertation von C. Zingerli [14] untersucht wurde. Auch das Flügelrad wurde dieser Arbeit entnommen.

Abbildung 4.5 zeigt den Motor im geöffneten Gehäuse. Zu sehen sind die 18 schmalen Lagerspulen und die breiteren Antriebsspulen. Nach jeder sechsten Spule ist, jeweils in einer Lücke zwischen den Spulen, ein Sensor befestigt. Die Konstruktion erfolgte vergleichbar zum Prototypen S10.1 mit Halbschalen, welche den Stator umgeben und auf welche die Spulen direkt gewickelt werden. Das Gehäuse ermöglicht die Montage des

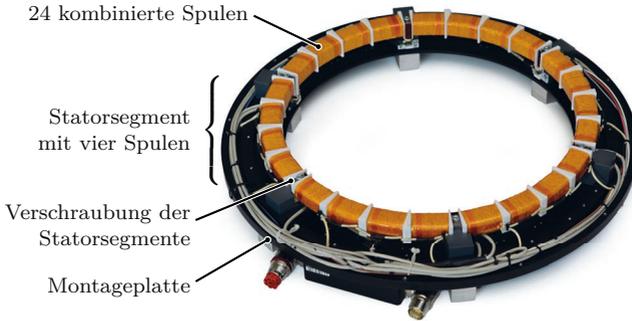


Abbildung 4.6: Fotografie des Prototypen S37 ohne Rotor.

Motors als Lüfter an einem genormten Flansch für Rohre mit Nennweite DN150 [50].

Um den Innenradius für das Flügelrad möglichst gross zu halten, ist der Motor in seiner Standardausführung ohne Rotorrückschluss ausgeführt. Ausserdem existiert eine Variante mit 8 mm Rotorrückschluss, welche als S16–RS8 bezeichnet wird. Diese weist höhere Steifigkeiten auf und wurde für Experimente und Messungen verwendet. Wird die Variante mit Rückschluss verwendet, ist die Variantenbezeichnung eindeutig angegeben.

Der Motor wurde für eine Drehzahl von 12 000 U/min ausgelegt, welche auch im Lüfterbetrieb mit Flügelrad stabil erreicht wird. Die mechanische Ausgangsleistung beträgt bei Nenndrehzahl im optimalen Betriebspunkt des Flügelrads $P_{\text{mech}} = 672 \text{ W}$. Weitere Details zum Betrieb dieses Motors als Lüfter werden in Kapitel 7 erläutert.

4.1.4 Prototyp S37: 370 mm Rotor

Der Prototyp S37 stellt mit 37 cm Rotordurchmesser den grössten realisierten Motor dieser Arbeit dar (siehe Abb. 4.6). Dabei demonstriert er nicht nur die Realisierbarkeit solch grosser nutzenloser Motoren, sondern ermöglicht auch den direkten Vergleich mit einem genuteten Motor. Die Konstruktion erfolgte in starker Anlehnung an einen Scheibenläufermotor, welcher auch in [10, 51] untersucht wurde.

Der Rotor dieses Prototyps wurde von der genuteten Variante ohne

Änderungen übernommen. Auch der mechanische Luftspalt ist identisch, sodass beide Motoren in der gleichen Anwendung austauschbar sind. Das Wicklungskonzept mit 24 Spulen ist ebenso dem genuteten Vorbild entnommen und wird in dieser Arbeit aufgrund der hohen Polpaarzahl des Rotors nicht näher untersucht.

Der Stator dieses Prototyps wurde hier in sechs Segmenten ausgeführt. Auf ein Bogensegment des Statoreisens können jeweils vier vorgefertigte Spulen aufgeschoben werden. Die Statorsegmente werden anschliessend auf einer Montageplatte verschraubt. Durch die Segmentierung können die Spulen maschinell gefertigt werden und eine manuelle Herstellung der Wicklungen entfällt.

Die maximal erreichte Drehzahl von 3400 U/min liegt begründet in der Auslegung der Spulen auf hohe Drehmomente, welche in einer hohen Windungszahl bzw. dem Erreichen des Spannungslimits des Umrichters bei dieser Drehzahl resultiert. Zwar sind beim Prototyp der nutzenlosen Topologie die passiven Steifigkeiten aufgrund des grösseren magnetischen Luftspalts gegenüber dem genuteten Motor um etwa 20 % geringer, dafür konnten die Verluste des Motors bei Nenndrehzahl von 2500 U/min etwa um den Faktor 7 gesenkt werden.

Damit wurden in dieser Arbeit insgesamt fünf Motoren als Prototypen realisiert. Sie dienen dem Nachweis, dass die nutzenlose Topologie sowohl für hohe Drehzahlen als auch für grosse Rotordurchmesser geeignet ist. Die Motoren sind in industriellen Anwendungen einsetzbar und zeigen eine deutliche Verlustreduktion im Vergleich zu genuteten Konzepten. In den weiteren Abschnitten dieses Kapitels wird auf die Festlegung der Geometrie dieser Motoren eingegangen, welche allen realisierten Prototypen zugrunde liegt.

4.2 Festigkeitsanalyse

Die Maximaldrehzahl ist bei fast allen vorgestellten Prototypen durch die mechanische Festigkeit des Rotors begrenzt. Vor allem bei ringförmigen Hohlwellenrotoren bedarf die mechanische Festigkeit einer genaueren Betrachtung. Aufgrund des grossen Durchmessers des Rotors bestehen die Rotormagnete aus bogenförmigen Segmenten und können nicht als ein solider Ring gefertigt werden. Deshalb müssen die Magnete von einem

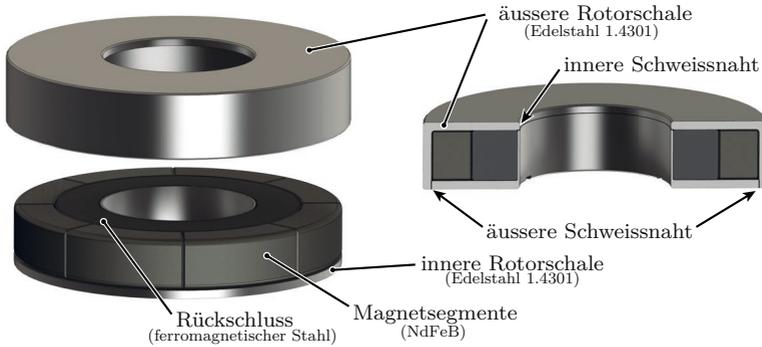


Abbildung 4.7: Explosions- und Schnittdarstellung des ringförmigen Hohlwellenrotors des Prototypen S10.1. Die Magnetsegmente werden von zwei Edelstahlschalen umschlossen, welche an zwei Schweissnähten durch Laserschweißen verbunden werden.

Rotormantel eingeschlossen werden, welcher die notwendige Zentripetalkraft aufbringt und die Magnete in Position hält.

In Abb. 4.7 ist der Aufbau eines Hohlwellenrotors dargestellt. Die acht Magnetsegmente und der Rotorrückschluss werden von zwei Rotorschalen mit L-Profil eingeschlossen. Diese bestehen aus nicht ferromagnetischem Edelstahl. An zwei Schweissnähten werden beide Rotorschalen im Laserschweißverfahren verbunden. Bei Rotation nimmt nun der äussere Edelstahlring zusammen mit den Deckflächen der beiden Schalen die Radialkräfte der Magnete auf.

Da der äussere Rotormantel im Luftspalt liegt, beeinflusst er die Luftspaltlänge und damit signifikant die Steifigkeiten und Leistungseigenschaften des lagerlosen Motors. Der Rotormantel sollte deshalb möglichst dünn ausgeführt werden. Andererseits stellt er die tragende Struktur des Rotors dar und bestimmt die maximale Drehzahl.

Anders ist dies bei einem Scheibenrotor, welcher – wie für den Prototypen S02 – aus einem soliden Magnet besteht. Hier nimmt der Magnet selbst die Zentripetalkraft auf und stellt damit das kritische Element dar, welches zuerst versagt. Eine Untersuchung der Festigkeit ist in jedem Fall unerlässlich.

Im Folgenden wird zunächst analytisch die Festigkeit von rotierenden Ringen und Scheiben untersucht. Da hier die tragenden Deckflächen der

Rotorschalen unberücksichtigt bleiben ist diese Rechnung eine pessimistische Abschätzung, gibt jedoch die Abhängigkeiten der Maximaldrehzahl von Magnetdicke und Manteldicke wieder. Anschliessend wird die auftretende Belastung im Rotormantel mittels 3D-FEM Simulation überprüft.

4.2.1 Grundlagen der Festigkeitslehre und Kennwerte der Rotormaterialien

Voraussetzung für die Beurteilung der mechanischen Festigkeit ist die Kenntnis der Beanspruchung sowie die Kennwerte der Materialien im Rotor. Es wird angenommen, dass der Rotor lediglich einer statischen Beanspruchung unterliegt. Anwendungsbedingt treten auch Temperatur-, Stoss- und Schwingungsbeanspruchungen im Betrieb des Motors auf [33]. Diese können nicht abgeschätzt werden und müssen durch einen ausreichend grossen Sicherheitsfaktor berücksichtigt werden.

Für zähe Materialien, wie z. B. für das Metall des Rotormantels, sind zwei Belastungsgrenzen zu unterscheiden. Die Dehngrenze $R_{p0,2}$ ist die Zugspannung, ab welcher das Material beginnt sich plastisch zu verformen. Erst wenn die Spannung die Zugfestigkeit R_m erreicht, bricht das Material. Da für den Rotor keine plastische Verformung zugelassen wird, muss die mechanische Spannung stets kleiner als die Dehngrenze sein. Da diese Kennwerte auf den einachsigen Spannungszustand bezogen sind, d. h. es existiert eine Spannung ausschliesslich in einer Richtung, muss der allgemeine Spannungszustand in eine Vergleichsspannung umgerechnet werden. Für zähe Werkstoffe findet meist die Vergleichsspannung nach *v. Mises*

$$\sigma_v = \sqrt{\sigma_\varphi^2 + \sigma_r^2 - \sigma_\varphi \sigma_r} \quad (4.1)$$

Anwendung. Die hier angegebene Form gilt nur im ebenen Spannungszustand ohne Schubspannungen, wie er in rotierenden Scheiben und Ringen auftritt. Die Vergleichsspannung muss kleiner sein als die Dehngrenze

$$\sigma_v \leq \frac{R_{p0,2}}{S}, \quad (4.2)$$

mit $S > 1$ als Sicherheitsfaktor, um eine plastische Verformung des Materials zu vermeiden.

Für spröde Materialien, wie das Magnetmaterial NdFeB, ist lediglich

Tabelle 4.3: Festigkeitskennwerte der Rotormaterialien.

			Magnet	Edelstahl	Titan
			NdFeB	1.4301	Grade 5
Dichte	ρ	(kg/m ³)	7500	7900	4450
E-Modul	E	(kN/mm ²)	160	200	114
Dehngrenze	$R_{p0,2}$	(MPa)	—	≥ 190 (≈ 360)	≥ 828 (≈ 910)
Zugfestigkeit	R_m	(MPa)	80	500-700	≥ 895 (≈ 1000)
			[52, 53]	[54]	[55]

die Zugfestigkeit definiert, da dieses Material nicht plastisch verformbar ist. Für diese Materialien wird die Vergleichsspannung nach der Hauptnormalspannungshypothese

$$\sigma_v = \max(|\sigma_r|; |\sigma_\varphi|) \quad (4.3)$$

verwendet. Spröde Materialien brechen, sobald die grösste Normalspannung die Zugfestigkeit überschreitet. Die Vergleichsspannung muss daher stets kleiner als die Zugfestigkeit sein,

$$\sigma_v \leq \frac{R_m}{S}. \quad (4.4)$$

In Tab. 4.3 sind die mechanischen Eigenschaften für eine Auswahl an Materialien angegeben. Das Magnetmaterial ist etwas leichter und elastischer als Edelstahl, bricht aber bereits bei einer Spannung von 80 MPa und damit deutlich eher als jegliches Metall. Der bei allen hier verwendeten Rotoren als Ummantelung eingesetzte Edelstahl 1.4301 ist der gängigste austenitische – und damit nicht ferromagnetische – Edelstahl. Die Dehngrenze wird nach Norm mit mindestens $R_{p0,2} \geq 190$ MPa garantiert, weist aber nach Datenblatt typischerweise Werte von etwa $R_{p0,2} \approx 360$ MPa auf. Als hochfeste Alternative für die Ummantelung ist Titan denkbar, welches deutlich teurer und schwerer zu bearbeiten ist, dafür eine drei- bis viermal höhere Festigkeit als Edelstahl aufweist und zudem leichter ist.

Bereits aus der Tabelle ist ersichtlich, dass die Materialeigenschaften meist nicht genau bekannt sind und deutlichen Schwankungen unterlie-

gen. Die Festigkeit des Materials kann zudem durch fertigungsbedingte Eigenspannungen oder Fehlstellen im Material – wie z. B. Kerben an der Oberfläche – geschwächt werden. Eine bereits bekannte Schwachstelle in der Ummantelung stellt die äussere Schweissnaht zwischen den beiden Rotorschalen dar. Da die Eindringtiefe der Schweissnaht unbekannt ist, muss davon ausgegangen werden, dass die Fuge auf der Innenseite nicht komplett geschlossen ist. Dadurch entsteht eine Kerbe, welche zu einer Spannungsüberhöhung an dieser Stelle führt. Zudem ist die Festigkeit der Schweissnaht nicht bekannt, da durch das Aufschmelzen und Abkühlen des Materials die Materialeigenschaften beeinträchtigt werden können. Aus diesem Grund sollte der oben eingeführte Sicherheitsfaktors deutlich grösser sein als eins.

4.2.2 Spannung in rotierenden Scheiben und Ringen

Die analytische Berechnung der mechanischen Spannung in rotierenden Scheiben und Ringen ist eine klassische Aufgabe der technischen Mechanik und ist beispielsweise in [56, 57] beschrieben. Für diese Fälle kann der ebene Spannungszustand angenommen werden, bei welchem nur Tangentialspannung σ_φ und Radialspannung σ_r auftreten.

Rotierende Scheibe

Bei einer rotierenden Scheibe tritt die maximale Spannung im Mittelpunkt auf

$$\sigma_\varphi(r=0) = \sigma_r(r=0) = \frac{3+\nu}{8} \rho u^2, \quad (4.5)$$

wobei hier Radial- und Tangentialspannung identisch sind. Die mechanische Spannung ist stets quadratisch von der Umfangsgeschwindigkeit $u = r_a \cdot \omega$ der Scheibe mit Aussenradius r_a abhängig. Die Querkontraktionszahl ν und die Dichte ρ sind Materialparameter.

Die festigkeitsbegrenzte Maximaldrehzahl einer rotierenden Scheibe ergibt sich zu

$$u_{\max} = \sqrt{\frac{R}{S} \frac{8}{(3+\nu)\rho}} \quad (4.6)$$

mit $R = R_m$ für spröde Materialien und $R = R_{p0,2}$ für duktile Materiali-

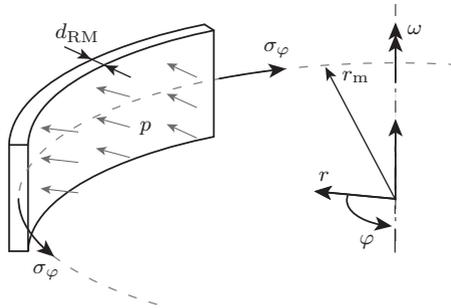


Abbildung 4.8: Rotierender Ring mit Druckbelastung auf der Innenseite.

en. Für eine Scheibe aus Neodym erhält man eine maximale Umfangsgeschwindigkeit $u_{\max, \text{NdFeB}} = 162 \text{ m/s}$ bei einem Sicherheitsfaktor $S = 1$.

Der Magnet des Prototypen S02 mit Durchmesser $D_{\text{PM}} = 20 \text{ mm}$ würde daher bei einer Drehzahl von $n = 154\,700 \text{ U/min}$, d. h. knapp oberhalb der Nenndrehzahl, versagen.

Rotierender Ring

Wird ein rotierender Ring am Innenradius r_i mit einem Druck p beaufschlagt (vgl. Abb. 4.8)

$$\sigma_r(r_i) = p \quad (4.7)$$

so können Radial- und Tangentialspannung

$$\sigma_\varphi = \sigma_{\varphi, \text{p}} + \sigma_{\varphi, \text{u}} \quad (4.8)$$

$$\sigma_r = \sigma_{r, \text{p}} \quad (4.9)$$

in einen von der Rotation herrührenden Anteil (Index u) und einen vom Druck abhängigen Anteil (Index p) zerlegt werden. Für dünne Ringe wird die durch die Rotation hervorgerufene Radialspannung $\sigma_{r, \text{u}} \approx 0$ vernachlässigt.

Die rotationsbedingte Tangentialspannung an der Innenseite des Rings

$$\sigma_{\varphi, \text{u}}(r_i) = \frac{1}{8} \rho u^2 \left(2(1 - \nu) \left(\frac{r_i}{r_a} \right)^2 + 2(3 + \nu) \right) \quad (4.10)$$

ist wiederum quadratisch von dessen Umfangsgeschwindigkeit sowie vom Verhältnis r_i/r_a des Innen- zum Aussenradius abhängig. Vergleicht man diese Spannung für einen Ring mit einem verschwindend kleinen Innenradius mit der Spannung in einer gleich grossen Scheibe

$$\lim_{r_i \rightarrow 0} \sigma_{\varphi, u}^{\text{Ring}}(r_i) = 2 \cdot \sigma_{\varphi}^{\text{Scheibe}}(r = 0) \quad (4.11)$$

stellt man fest, dass ein Ring bei gleicher Umfangsgeschwindigkeit mindestens das Doppelte der Spannung einer Scheibe aufweist. Sofern möglich sollten deshalb Scheibenmagnete statt Ringmagneten verwendet werden.

Die durch den Innendruck erzeugten Spannungen im Ring berechnen sich nach [56] zu

$$\sigma_{r,p}(r) = -\frac{p r_i^2}{r_a^2 - r_i^2} \left(\left(\frac{r_a}{r} \right)^2 - 1 \right) \quad \text{und} \quad (4.12)$$

$$\sigma_{\varphi,p}(r) = \frac{p r_i^2}{r_a^2 - r_i^2} \left(\left(\frac{r_a}{r} \right)^2 + 1 \right). \quad (4.13)$$

Für dünne Ringe mit einem mittleren Radius

$$r_m = \frac{1}{2}(r_a + r_i) \quad \text{und} \quad d = r_a - r_i, \quad (4.14)$$

(wobei die Dicke d des Rings deutlich kleiner als sein Radius ist) können die Gleichungen 4.10 und 4.13 zur Tangentialspannung im dünnen Ring

$$\sigma_{\varphi} = \rho u^2 + p \frac{r_m}{d} \quad \text{für} \quad d \ll r_m \quad (4.15)$$

vereinfacht werden. Die maximale Radialspannung tritt am Innenradius auf und ist

$$\sigma_r = -p. \quad (4.16)$$

Da der Rotormantel deutlich dünner als sein Radius ist, wird der Anpressdruck p durch das Verhältnis $\frac{r_m}{d}$ in der Tangentialspannung stark verstärkt. Die Vergleichsspannung σ_v nach (4.1) ist in diesem Zustand fast identisch mit der Tangentialspannung.

Vernachlässigt man die Elastizität der Magnete, so kann der auf den

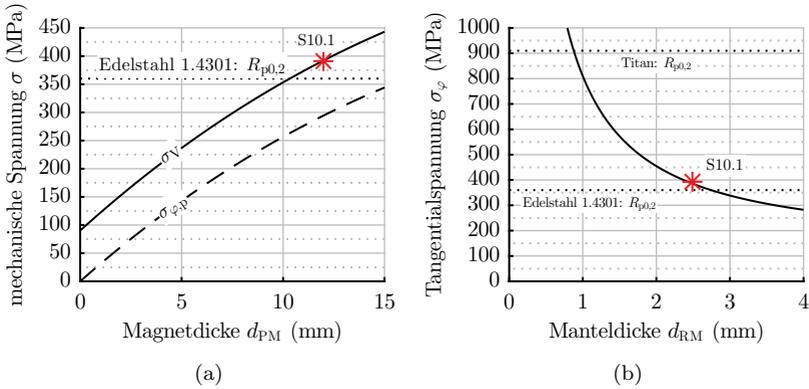


Abbildung 4.9: Vergleichsspannung im Rotormantel bei Variation der Magnetdicke (a) und der Manteldicke (b). Der Magnetdurchmesser beträgt jeweils $D_{PM} = 97$ mm.

Rotormantel ausgeübte Druck

$$p = \frac{1}{r_{PM}} \int_{r_{PM,i}}^{r_{PM}} f_V r dr \tag{4.17}$$

durch Integration der Volumenkraftdichte $f_V = \rho_{PM} \omega r^2$ vom Innen- zum Aussenradius der Magnete berechnet werden. Man erhält den Anpressdruck

$$p = \frac{1}{3} \left(1 - \left(1 - \frac{d_{PM}}{r_{PM}} \right)^3 \right) \rho_{PM} u^2, \tag{4.18}$$

welcher von der relativen Magnetdicke und der Umfangsgeschwindigkeit sowie der Dichte der Magnete ρ_{PM} abhängt.

Setzt man die Materialparameter für NdFeB und Edelstahl 1.4301 in die Gl. 4.15 und Gl. 4.17 für einen Magnetradius $r_{PM} = 48.5$ mm ein, erhält man bei einer Magnetdicke $d_{PM} = 12$ mm und einer Manteldicke $d_{RM} = 2.5$ mm (entspricht dem Prototyp S10.1) eine Vergleichsspannung $\sigma_v = 392$ MPa. Damit würde der Rotormantel bereits plastisch verformt, bestünde er nur aus einem Ring.

Die Abhängigkeiten der Vergleichsspannung von der Magnet- und Manteldicke ist in Abb. 4.9 dargestellt. Der Einfluss der Magnetdicke ist in etwa linear, wobei der Grossteil der Spannung im Rotormantel durch die

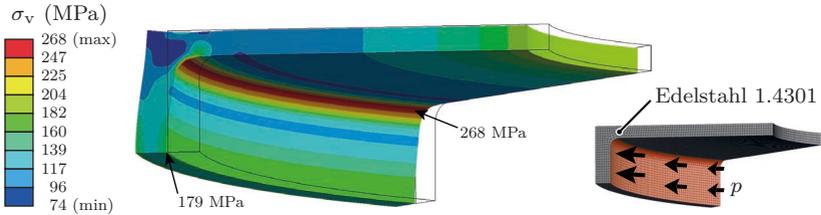


Abbildung 4.10: FEM-Simulation der Vergleichsspannung in einem Segment der Rotorummantelung bei einer Drehzahl von $n = 20\,000$ U/min. Die Belastung durch die Magnete wurde durch einen radialen Druck p auf die Innenflächen der Ummantelung (rote Hervorhebung) ersetzt.

Last der Magnete und weniger durch das Eigengewicht des Mantels selbst hervorgerufen wird. Eine Reduktion der Magnetdicke würde demnach die Belastung des Rotormantels mindern, hätte jedoch negativen Einfluss auf die Steifigkeiten des Magnetlagers. Der Einfluss der Manteldicke ist gross bei geringen Dicken, mehr als die hier gewählten 2.5 mm bringen jedoch nur eine geringe Reduktion der mechanischen Spannung.

Die vorgestellte analytische Lösung zeigt gut den Einfluss der Magnetdicke, der Manteldicke und der Umfangsgeschwindigkeit auf, ist aber auf die einfache Geometrie eines Rings beschränkt. So bleibt die Fragen nach der Verteilung des Anpressdrucks, welcher bei Magnetsegmenten nicht homogen sein muss, sowie nach dem stützenden Einfluss der Deckflächen unbeantwortet.

4.2.3 Festigkeit der Rotorschalen

Die Lösung zur Erhöhung der mechanischen Festigkeit ist die Verwendung von Rotorschalen, bei welchen die Deckflächen die Last der Magnete zusätzlich tragen. Die an den Ecken auftretenden Biegemomente erzeugen Axial- und Schubspannungen, womit eine analytische Lösung sehr komplex und nicht mehr zielführend ist. Für ein ähnliches Problem wurde im Jahre 1960 von A. Künzli eine analytische Lösung für Spannungen in rotierenden Zylinderschalen und Scheiben vorgestellt [58]. Selbst die Adaption dieser Lösung an das gegebene Problem würde den Rahmen dieser Arbeit sprengen, zudem würden kritische Fragestellungen wie die Spannungsüberhöhung in engen Radien unbeantwortet bleiben.

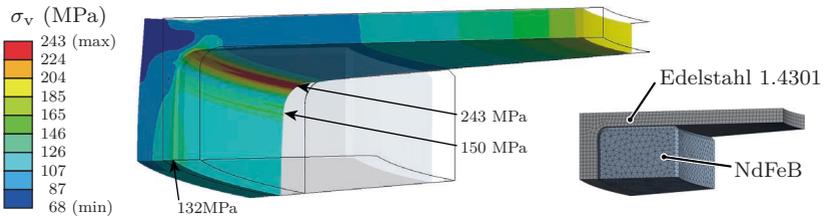


Abbildung 4.11: FEM-Simulation der Vergleichsspannung in einem Segment der Rotorummantelung bei einer Drehzahl von $n = 20\,000$ U/min inklusive der Rotormagnete.

Aus diesen Gründen wird hier auf eine 3D-FEM Simulation zurückgegriffen. Abbildung 4.10 zeigt die Lösung der Vergleichsspannung für die obere Hälfte der Rotorschale des Prototypen S10.1 bei Nenndrehzahl, wobei die Innenseite des Rotormantels wieder mit einem der Magnetlast entsprechenden Anpressdruck beaufschlagt wird. Es zeigt sich, dass durch die Durchbiegung des Rotormantels die höchste Spannung im Radius zwischen Zylindermantel und Deckscheibe auftritt. Diese ist jedoch mit 268 MPa bereits signifikant kleiner als beim reinen Zylindermantel und bereits im zulässigen Bereich für den verwendeten Edelstahl.

Simuliert man auch die Magnete, so zeigt sich überraschenderweise, dass die inhomogene Verteilung des Anpressdrucks die maximal auftretende Spannung sogar senkt, wie dies in Abb. 4.11 dargestellt ist. Da die Kraftübertragung zwischen Magnet und Rotormantel besonders an der Ober- und Unterkante des Magnets passiert – was auf der Durchbiegung des Zylindermantels beruht – wird die Biegespannung reduziert. Für eine Dehngrenze $R_{p0,2} = 360$ Pa ergibt sich hier ein Sicherheitsfaktor $S = 1.48$ bzw. eine Maximaldrehzahl $n_{\max} = 24\,300$ U/min.

Wichtig ist ein ausreichend grosser Biegeradius in der Ecke der Rotorschale. Bei einem Radius von nur 0.1 mm statt 1.5 mm erhöht sich die Spannung dort von 243 MPa auf 333 MPa.

Zugegebenermassen ungünstig gewählt ist deshalb die Position der äusseren Schweissnaht bei den Rotoren der Prototypen. Diese liegt auf einer Seite des Rotors exakt im Übergang vom Zylindermantel zur Deckscheibe und damit im am stärksten belasteten Punkt. Zusätzlich entfällt an der Schweissnaht der Eckradius, was die auftretenden Spannungen dort undefinierbar erhöht. Die wohl bessere Position für die äussere Schweissnaht

wäre die axiale Mitte des Rotors, da hier die geringsten Spannungen auftreten.

Zusammenfassend gilt für ringförmige Rotoren, dass die Hauptlast durch die bei Rotation nach aussen strebenden Magnetsegmente entsteht, welche durch den Rotormantel aufgenommen werden muss. Die Auslegung der Rotoren erfolgte stets so, dass ein Zylindermantel alleine die Last nicht tragen könnte und plastisch verformt würde, nicht jedoch brechen würde. Durch die Deckscheiben der nach einem L-Profil geformten Rotorschalen wird zusätzliche Last aufgenommen und garantiert die mechanische Festigkeit.

4.3 Konstruktionsrichtlinien

Die Lager- und Antriebseigenschaften des Motors werden von verschiedenen konstruktiven Parametern beeinflusst, welche im Folgenden vorgestellt werden. Der Aussendurchmesser des Rotors ist meist von der Anwendung vorgegeben. Darauf aufbauend muss die Länge des magnetischen Luftspalts, die Höhe von Rotor und Stator sowie die Aufteilung von Magnet und Rückschluss im Rotor ausgelegt werden. Eine Übersicht aller wichtigen Geometrieparameter ist in Abb. 4.12 in einem massstabsgetreuen Schnittbild des Prototypen S10.1 dargestellt.

4.3.1 Luftspaltgeometrie

Als wichtigster Einflussfaktor auf die passiven und aktiven Eigenschaften des Motors ist die Länge des magnetischen Luftspalts δ_{mag} anzusehen. Da dieser ein Hindernis für den magnetischen Fluss im magnetischen Kreis darstellt, werden durch einen grossen Luftspalt die passiven Steifigkeiten und auch die Antriebsmomente und Lagerkräfte stark abgeschwächt. Gleichzeitig wird die Luftspalllänge in besonderem Masse von externen Anforderungen der Fertigung und der Anwendung bestimmt, z. B. durch die geforderte Dicke der Prozesskammerwand oder die Rotorummantelung.

Bei lagerlosen Motoren ist dieser Luftspalt aufgrund des notwendigen Bewegungsspielraums des Rotors allgemein grösser als bei konventionellen Motoren. Da bei nutenlosen Motoren im Vergleich zu Motoren mit

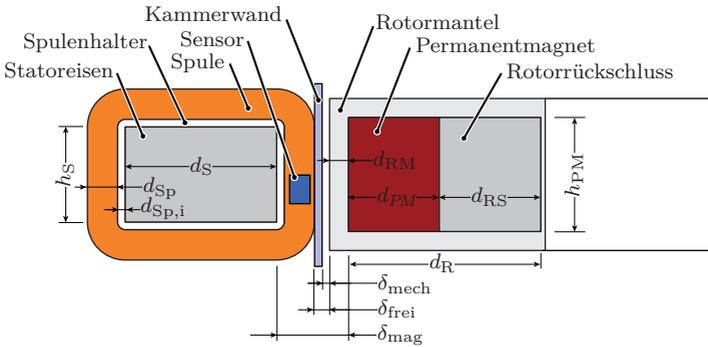


Abbildung 4.12: Schematisches Schnittbild durch den nutenlosen lagerlosen Motor. Im magnetischen Luftspalt zwischen Statoreisen und Permanentmagnet müssen die Rotorummantelung, die Prozesskammerwand, die Spulen mit Spulenhalter und die Sensorik Platz finden. Zudem muss noch genügend Bewegungsspielraum des Rotors zum sicheren Betrieb des Motors vorhanden sein. Weitere wichtige Konstruktionsparameter sind die Rotor- und Statorhöhe sowie die Dicke von Magnet und Rückschluss.

genutetem Stator auch die Spulen im Luftspalt liegen, ist er hier nochmals deutlich grösser.

Der Einfluss des magnetischen Luftspalts auf Lager, Antrieb und passive Steifigkeiten ist in Abb. 4.13 dargestellt. Ausgehend von der Geometrie des Prototypen S10.1 wurde der Luftspalt in einer 3D-Simulation variiert und jeweils für konstante Bestromung und Auslenkung die betreffenden Lagerkräfte und Momente simuliert. Die resultierenden Lager- und Antriebskonstanten sowie die Steifigkeiten sind auf die Werte der ursprünglichen Geometrie normiert dargestellt.

Es zeigt sich, dass Lager- und Antriebskonstante näherungsweise linear mit dem Luftspalt abnehmen. Deutlich stärker ist der Einfluss auf die passiven Steifigkeiten. Die axiale Steifigkeit und die Kippsteifigkeit nehmen mit $1/\delta_{mag}^{1.5}$ ab, die radiale Steifigkeit gar mit $1/\delta_{mag}^2$. Deshalb muss bei der Auslegung des Luftspalts vor allem auf die zu erzielenden passiven Steifigkeiten geachtet werden. Durch Reduktion des Luftspalts kann die passive Lagersteifigkeit stark erhöht werden. Da die radiale Steifigkeit stärker vom magnetischen Luftspalt abhängt als die aktive Lagerkonstante, sind für kleine Luftspalte allerdings auch deutlich höhere Aufstartströme notwendig.

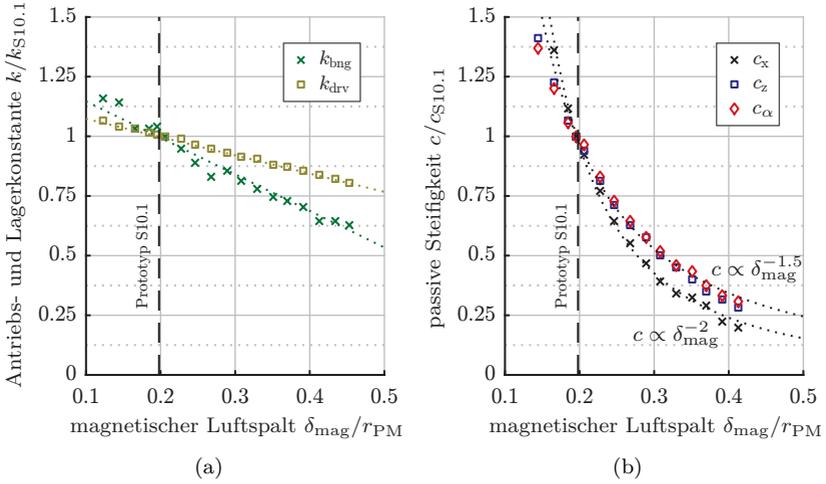


Abbildung 4.13: Einfluss der Luftspaltlänge δ_{mag} auf die Antriebs- und Lagerkonstante (a) sowie auf die passiven Lagersteifigkeiten (b). Die Ergebnisse wurden durch 3D-FEM Simulation ermittelt und sind jeweils auf die Werte des Prototypen S10.1–P1 normiert. Alle konstanten Geometrieparameter entsprechen denen des S10.1–P1. Es zeigt sich, dass Lager- und Antriebskonstante jeweils linear vom Luftspalt abhängen, während die passiven Steifigkeiten mit höherer Potenz abnehmen.

Jedoch ist der magnetische Luftspalt konstruktionsbedingt nicht frei wählbar. Insgesamt setzt sich der magnetische Luftspalt

$$\delta_{\text{mag}} = r_{\text{S}} - r_{\text{PM}} = d_{\text{RM}} + \delta_{\text{mech}} + d_{\text{Wand}} + d_{\text{Sp}} + d_{\text{Sp},i} \quad (4.19)$$

aus der Dicke des Rotormantels d_{RM} , der mechanischen Luftspaltlänge δ_{mech} , der Dicke der Prozesskammerwand d_{Wand} sowie aus dem Wickelraum d_{Sp} und der Spulenisolation $d_{\text{Sp},i}$ zusammen. Die Dicke der Rotorummantelung bestimmt massgeblich die mechanische Festigkeit des Rotors und damit die maximale Drehzahl. Der mechanische Luftspalt definiert den Bewegungsspielraum des Rotors. Er darf nicht zu klein gewählt werden, um bei etwaiger Unwucht des Rotors oder grossen Prozesskräften eine Kollision zwischen Rotor und Wand zu verhindern.

Die Kammerwand, welche aus Kunststoff gefertigt sein muss, um die Positionssensorik nicht zu beeinträchtigen, muss genügend Festigkeit auf-

weisen, um den Rotor im gelandeten Zustand zu tragen und dient zudem als Notlaufleger im Falle eines Absturzes. Ausserdem stellt sie je nach Anwendung die Barriere zwischen dem evtl. giftigen oder chemisch aggressiven Medium im Rotorraum und der Umgebung dar. Aus diesem Grund ist auch für die Kammerwand ausreichend Platz einzuplanen.

Die Dicke der Spulen kann theoretisch gut reduziert werden, wobei bei gleichbleibenden Strömen die Stromdichte und damit die Kupferverluste deutlich steigen. Allerdings muss beachtet werden, dass die Dicke der Wicklungen hohen Fertigungstoleranzen unterliegt. Zudem werden die Positions- und Winkelsensoren zwischen den Spulen im Luftspalt angeordnet. Werden die Positionssensoren zu nah am Stator platziert, nimmt die Sensitivität der Positionsmessung ab. Eine Reduktion des Wickelraums geht darum auch mit einer Reduktion der Sensorqualität und der mechanischen Robustheit der Sensorbefestigungen einher. Zusätzlich müssen die Spulen durch eine ausreichend dicke Isolationsschicht vom Statoreisen getrennt werden.

All diese Parameter müssen bei der Konstruktion beachtet werden und sind in der Designphase oft nur ungenau und schwierig zu ermitteln. Allgemein gilt, dass ein grosser Luftspalt die Eignung des Motors für verschiedene Anwendungen begünstigt und die Konstruktion erleichtert. Ein kleinerer Luftspalt dagegen bewirkt deutlich höhere passive Steifigkeiten.

4.3.2 Magnet- und Rückschlussdicke

Lässt man zunächst die Rotorummantelung ausser Acht, so besteht der Rotor nur aus Permanentmagnet und Rückschluss. Damit ergeben sich zum einen die Rotordicke

$$d_R = d_{PM} + d_{RS} \tag{4.20}$$

als Summe von Magnet- und Rückschlussdicke sowie der Magnetanteil d_{PM}/d_R als konstruktive Freiheitsgrade. Die Rotordicke ist ausschlaggebend für die in der Rotormitte freibleibende Fläche. Dies kann bei manchen Anwendungen, wie z. B. dem Axialventilator, von besonderem Interesse sein. Der Anteil der Magnetdicke beeinflusst die Kosten des Rotors.

Wiederum wurde ausgehend vom Prototyp S10.1 der Einfluss beider

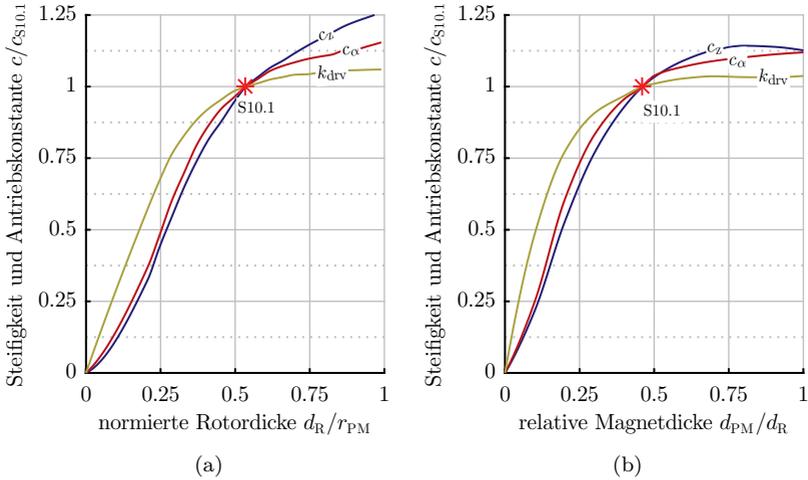


Abbildung 4.14: Einfluss der Rotordicke d_R (a), bestehend aus Magnet und Rückschluss, sowie des Magnetanteils im Rotor (b) auf die Antriebskonstante, sowie auf die Axial- und Kippsteifigkeit. Die Ergebnisse wurden durch 3D-FEM Simulation ermittelt und sind jeweils auf die Werte des Prototypen S10.1 normiert. Alle konstanten Geometrieparameter entsprechen denen des S10.1.

Parameter auf Axialsteifigkeit, Kippsteifigkeit und Antriebskonstante mittels 3D-Simulation ermittelt. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.14 dargestellt.

Es zeigt sich, dass die Steifigkeiten und das Antriebsmoment erwartungsgemäss mit der Rotordicke steigen, wobei ab einem Verhältnis von Rotordicke und Rotorradius von etwa 50 % vor allem beim Drehmoment keine grosse Steigerung mehr möglich ist. Lässt man die Rotordicke konstant und variiert den Anteil der Magnetdicke von 0 % bis 100 % zeigt sich ein nahezu identisches Verhalten. Steifigkeiten und Drehmoment steigen zunächst mit zunehmender Magnetdicke. Da der Rückschluss ab einem Magnetanteil von etwa 50 % zu sättigen beginnt, ist eine weitere Steigerung des Magnetanteils kaum mehr wirksam. Ein deutliches Optimum im Magnetanteil, wie dies bei Aussenläufern in [7] aufgrund der Rückschlussättigung festgestellt werden konnte, tritt nicht auf.

Da die Magnete die mechanische Festigkeit des Rotors reduzieren und zudem teurer als Eisen sind, ist ein geringer Magnetanteil zu bevorzugen.

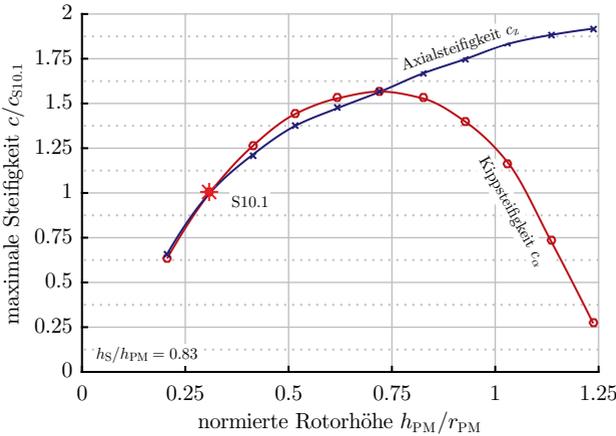


Abbildung 4.15: Axial- und Kippsteifigkeit in Abhängigkeit der Rotorhöhe bei gleichbleibendem Verhältnis von Stator- zu Rotorhöhe $h_S/h_{PM} = 0.83$.

4.3.3 Rotor- und Statorhöhe

Die Höhe von Rotor und Stator hat Einfluss auf die passiven Steifigkeiten des Motors. So steigt beim Scheibenläufermotor mit geringer Höhe die Flussdichte im Luftspalt mit der Motorhöhe, da das Magnetvolumen im Rotor steigt, was wiederum die passiven Steifigkeiten erhöht. Je höher der Motor wird, desto geringer ist jedoch der Einfluss auf die Flussdichte, da die Mitte des Motors die Randbereiche immer weniger beeinflusst.

Dies lässt sich deutlich im Verlauf der Axialsteifigkeit in Abhängigkeit der Rotorhöhe erkennen, welcher in Abb. 4.15 dargestellt ist. Die Axialsteifigkeit steigt mit zunehmender Rotorhöhe, strebt jedoch für hohe Motoren einem Sättigungswert entgegen. Das Verhältnis von Rotor- und Statorhöhe wurde in dieser Simulation konstant gehalten.

Die Kippsteifigkeit zeigt hingegen ein deutliches Optimum bei einer Rotorhöhe von knapp 75 % des Rotorradius. Die Kippsteifigkeit steigt für niedrige Motoren zunächst in ähnlicher Weise wie die Axialsteifigkeit, nimmt jedoch für hohe Motoren wieder ab. Dies erklärt sich dadurch, dass zwei entgegengesetzte Kräfte die Kippsteifigkeit des Rotors verursachen, wie dies in Abb. 4.16 verdeutlicht wird. Bei Verkippung wird eine Kante des Rotors vom Stator axial und radial weg ewegt. Diese Kante erfährt

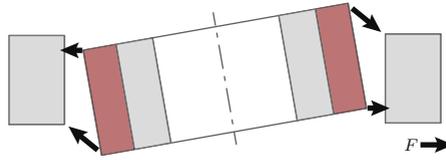


Abbildung 4.16: Schematische Darstellung der Kippsteifigkeit bei vergleichsweise hohem Rotor. Die sich vom Rotor entfernende Kante erfährt eine stabilisierende Rückstellkraft, die sich an den Rotor annähernde Kante wird weiter zum Rotor hin gezogen und wirkt destabilisierend. Je höher der Rotor, desto höher ist der Hebelarm der destabilisierenden Kraft.

eine rückstellende Reluktanzkraft. Gleichzeitig wird die andere Kante an den Stator angenähert, was eine destabilisierende Kraft bewirkt. Je höher der Rotor, desto höher ist der Hebelarm der destabilisierenden Kraft und damit steigt das destabilisierende Kippmoment. Dies führt bei zu hohem Rotor zu einer Abnahme der Kippsteifigkeit. Es lässt sich leicht vorstellen, dass eine stabilisierende Kippsteifigkeit nur für einen Scheibenläufermotor gilt, nicht jedoch für einen Motor mit Langläufer.

Die Steifigkeiten des Prototypen S10.1 könnten folglich um etwa 50 % gesteigert werden, wofür die Motorhöhe jedoch verdoppelt werden müsste. Neben doppelten Materialkosten würden sich dann auch die Rotormasse sowie nahezu alle Verlustanteile wie Eisen-, Kupfer- und Strömungsverluste verdoppeln. Demzufolge ist die Auslegung der Motorhöhe auf das Optimum der Kippsteifigkeit nur sinnvoll, wenn diese für die Anwendung zwingend erforderlich ist.

Eine weitere Möglichkeit die Steifigkeiten zu erhöhen, welche bereits in [6] für Aussen- und Innenläufermotoren beschrieben wurde, ist die Anpassung der Statorhöhe. Wird der Stator niedriger als die Rotormagnete, so wirkt bereits bei nicht ausgelenktem Rotor eine Vorspannung auf die Rotorkanten, was in einer erhöhten Steifigkeit resultiert.

In Abb. 4.17 ist der Effekt der Statorhöhe auf Axial- und Kippsteifigkeit für verschiedene Rotorhöhen dargestellt. Man erkennt ein Maximum in der Axialsteifigkeit bei einer Statorhöhe von etwa 60 % bis 75 % der Rotorhöhe, die maximale Kippsteifigkeit liegt dagegen bei 90 % bis 100 % der Rotorhöhe. Damit ist keine gleichzeitige Optimierung beider Größen möglich. Die ermittelten Steifigkeitswerte gelten jedoch nur für kleine Auslenkungen. Sie wurden bei $z = 2 \text{ mm}$ bzw. $\alpha = 4^\circ$ ermittelt.

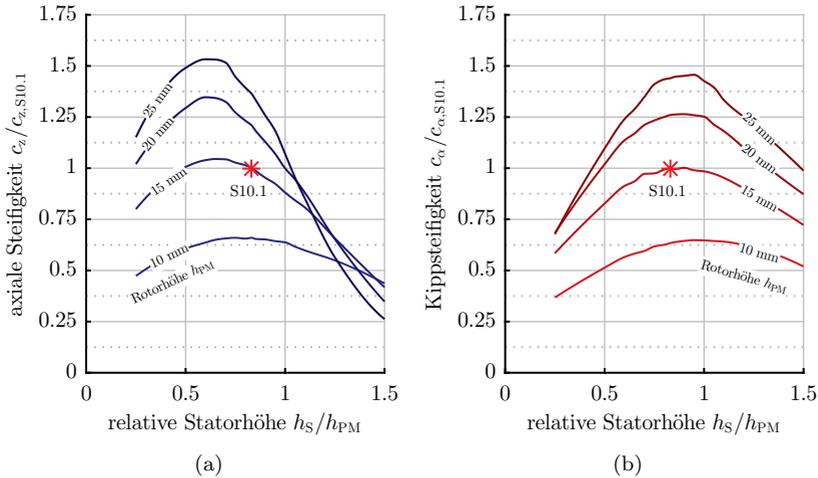


Abbildung 4.17: Einfluss der Statorhöhe h_S auf die Axialsteifigkeit (a) sowie auf die Verkippteifigkeit (b) für verschiedene Rotorhöhen h_{PM} und. Die Ergebnisse wurden durch 3D-FEM Simulation ermittelt und sind jeweils auf die Werte des Prototypen S10.1 normiert. Alle konstanten Geometrieparameter entsprechen denen des S10.1.

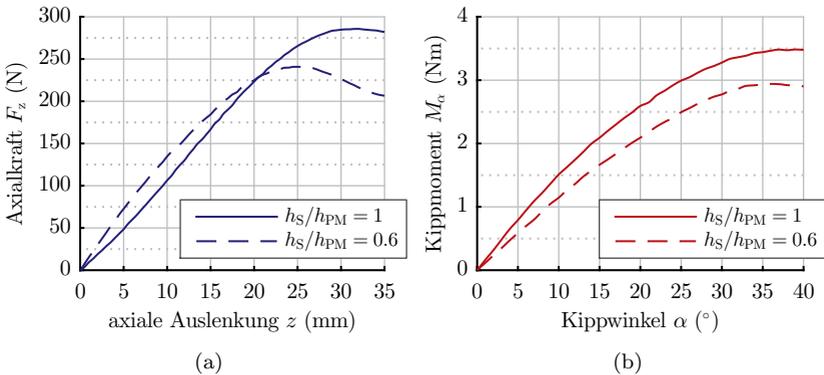


Abbildung 4.18: Axialkraft (a) und Kippmoment (b) bei Auslenkung bzw. Verkipfung des Rotors für zwei verschiedene Statorhöhen und einer Rotorhöhe von $h_{PM} = 35$ mm.

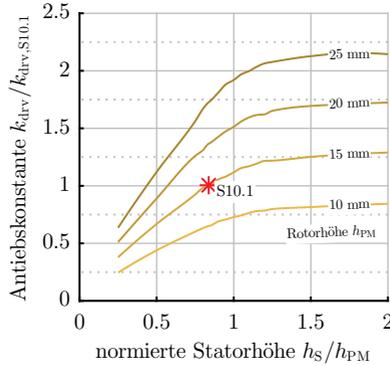


Abbildung 4.19: Abhängigkeit der Antriebskonstante von Rotor- und Statorhöhe.

In Abb. 4.18 ist der Verlauf der Axialkraft und des Kippmoments über der Auslenkung des Rotors für zwei verschiedene Statorhöhen und eine Rotorhöhe von 35 mm bzw. $h_{PM}/r_{PM} = 0.72$ dargestellt, was dem Wert der maximalen möglichen Kippsteifigkeit entspricht. Die durchgezogene Linie zeigt jeweils den Kraft- bzw. Momentverlauf für einen Stator mit einer Höhe gleich jener des Rotors; die gestrichelte Linie stellt den Verlauf eines Stators mit optimaler Höhe für maximale Axialsteifigkeit dar. Man erkennt, dass die Axialkraft bei niedrigem Stator für kleine Auslenkungen grösser ist, bei höherer Auslenkung jedoch deutlich früher nachlässt als bei dem höheren Stator. Das Kippmoment des Stators mit reduzierter Höhe ist in jedem Punkt schlechter als die des höheren Stators.

Durch Reduktion der Statorhöhe kann demnach zwar die Axialsteifigkeit für kleine Auslenkungen erhöht werden, die maximale Axiallast sowie die Kippsteifigkeit werden durch diese Massnahme jedoch verschlechtert.

Der Effekt von Rotor- und Statorhöhe auf das Antriebsmoment ist in Abb. 4.19 abgebildet. Bei konstanter relativer Statorhöhe ist die Antriebskonstante linear von der Motorhöhe abhängig. Bei gleichbleibender Rotorhöhe steigt die Antriebskonstante zunächst linear mit der Statorhöhe bis zu einem Verhältnis von $h_S/h_{PM} = 1$ und sättigt für grössere Statorhöhen.

4.3.4 Zusammenfassung

Zusammenfassend gilt für den nutzenlosen lagerlosen Motor, dass für die meisten Geometrieparameter kein generelles Optimum existiert. Es ist eine Abwägung zwischen verschiedenen Leistungsparametern nötig, welche vor allem von den Anforderungen der vorher definierten Anwendung abhängt. So ist die Länge des Luftspalts meist bereits vorgegeben.

Durch Erhöhung der Rotordicke und des Magnetanteils können die Steifigkeiten und das Antriebsmoment verbessert werden, was jedoch auf Kosten der Rotormasse, des freien Innendurchmessers und der Materialkosten geht. Ein möglichst hoher Magnetanteil mit dünnem Rückschluss ist optimal für hohe Leistungsparameter, reduziert jedoch die mechanische Festigkeit des Rotors und damit die maximale Drehzahl.

Für die Kippsteifigkeit existiert ein eindeutiges Optimum der Rotor- und Statorhöhe. Dieses ist für kleine Motoren empfehlenswert, ergibt bei grossen Rotordurchmessern jedoch einen sehr schweren Aufbau. Durch Reduktion der Motorhöhe werden die Rotormasse und die Kosten gesenkt und die Kompaktheit des Aufbaus verbessert.

4.4 Testergebnisse

Zum Abschluss dieses Kapitels werden repräsentativ für alle Prototypen ausgewählte Messergebnisse zu Lagerkraft, Antriebsmoment und passiven Steifigkeiten vorgestellt, um die Simulationsergebnisse zu verifizieren.

Zur Messung des Drehmoments in Abhängigkeit des Antriebsstroms wurde der Motor im Stillstand mit schwebendem Rotor so betrieben, dass die Rotationsachse des Rotors horizontal ist. Ein am Rotor angebrachter Hebel zieht über eine Schnur an einem Gewicht auf einer Waage. Über die Abnahme des Gewichts wird die Kraft und mit der Hebellänge das Drehmoment des Motors ermittelt. Gleichzeitig wird der Antriebsstrom gemessen und sukzessive erhöht. Die Experimente wurden mit dem einpolpaarigen Motor S10.1–P1 und dem zweipolpaarigen Motor S16–RS8 (in der Variante mit 8 mm Rückschluss) durchgeführt. Das Ergebnis ist in Abb. 4.20(a) dargestellt. Die Messwerte stimmen mit den Simulationsergebnissen nahezu exakt überein. Das Drehmoment verläuft linear mit dem Antriebsstrom.

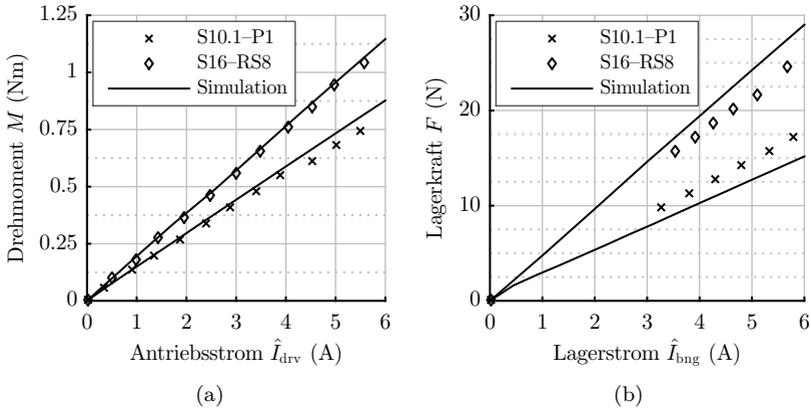


Abbildung 4.20: Messung des Antriebsmoments (a) und der aktiven Lagerkraft (b) in Abhängigkeit des Stroms und Vergleich mit den Simulationsergebnissen (durchgezogene Linien).

Die Messung der Kraft des Magnetlagers erfolgte ebenso mit horizontaler Rotorachse im Stillstand. Der Rotor wurde mit verschiedenen Gewichten radial belastet, worauf die Regelung den Lagerstrom erhöht um diese Kraft zu kompensieren und die Rotorposition konstant zu halten. Der Lagerstrom wird aus den gemessenen Spulenströmen errechnet. Da auch die Rotormasse das Lager belastet, können keine kleineren Kräfte als das Rotorgewicht gemessen werden. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.20(b) gezeigt. Es ist wieder ein linearer Zusammenhang zwischen Kraft und Strom erkennbar, allerdings tritt eine leichte Abweichung zwischen Simulation und Messung auf. Die Lagerkräfte des Motors S10.1 sind höher als erwartet, die des Motors S16-RS8 dagegen sind geringer. Hier scheint die Simulation unzuverlässige Werte zu liefern. Da bei allen anderen Messungen die Ergebnisse mit der Simulation sehr genau übereinstimmen, sind abweichende Materialparameter oder Fertigungsungenauigkeiten als Grund für die Abweichungen auszuschließen.

Abbildung 4.21 zeigt die Ergebnisse der Messung der Axialkraft bei axialer Auslenkung und der Radialkraft bei radialer Auslenkung. Zur Axialkraftmessung wurde der schwebende Rotor mit unterschiedlichen Gewichten axial belastet während mit Lasersensoren die axiale Auslenkung gemessen wird. Man erkennt wieder eine sehr gute Übereinstim-

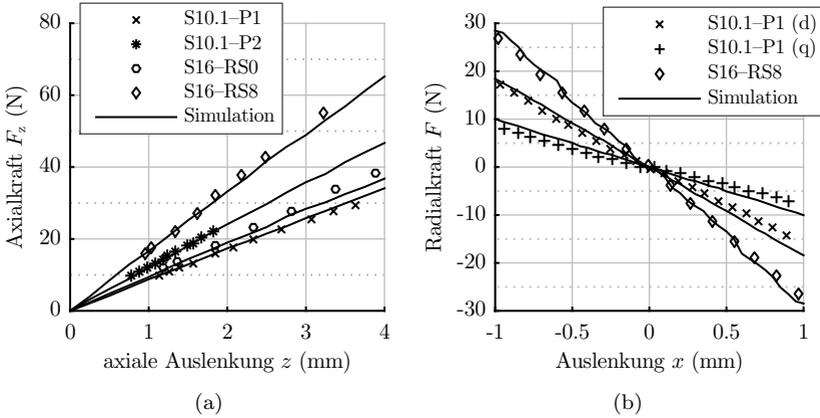


Abbildung 4.21: Messung der passiven axialen und radialen Reluktanzkraft bei Auslenkung des Rotors für den Prototypen S10.1 mit ein- und zweipolpaarigem Rotor und für Prototyp S16. Die durchgezogenen Linien sind Simulationsergebnisse.

mung von Simulation und Messung. Zudem zeigen die Messungen des Motors S10.1 mit ein- und zweipolpaarigem Rotor den Einfluss der Polpaarzahl. Der Vergleich der Messergebnisse des Motors S16 mit und ohne Rückschluss zeigt den Einfluss des Rückschlusses auf die Steifigkeit.

Für die Ermittlung der Radialkraft wurde der Rotor mittels Vorgabe der Sollposition sukzessive über die komplette Breite des Luftspalts bewegt. Der zur Kompensation der Radialkraft notwendige Lagerstrom kann über die zuvor gemessene Lagerkonstante in die Radialkraft umgerechnet werden. Für den einpolpaarigen Rotor muss zwischen Verschiebung in und quer zur Magnetisierungsrichtung unterschieden werden. Im Ergebnis zeigt sich deutlich der Einfluss der Magnetisierung. Wieder stimmen Simulation und Messung überein.

Für den Motor S10.1-P1 sind in Abb. 4.22 die Ströme in drei Spulen sowie die Radialposition dargestellt, welche während des Aufstartvorgangs des Motors gemessen wurden. Der Rotor liegt zunächst an der Wand an. Der Lagerstrom wird nun so lange erhöht, bis der Rotor beginnt sich von der Wand abzulösen und sich auf die Sollposition in der Statormitte zubewegt. Da dort keine Radialkräfte auf den Rotor wirken, nehmen die Lagerströme wieder auf nahezu Null ab.

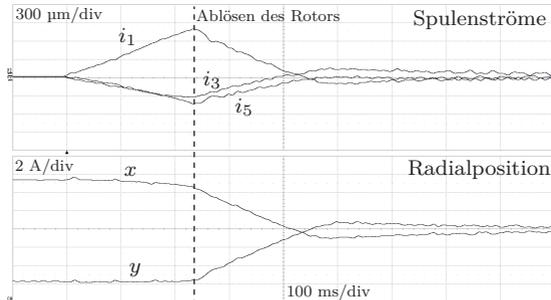


Abbildung 4.22: Spulenströme und Rotorposition während des Aufstartvorgangs gemessen am Prototyp S10.1.

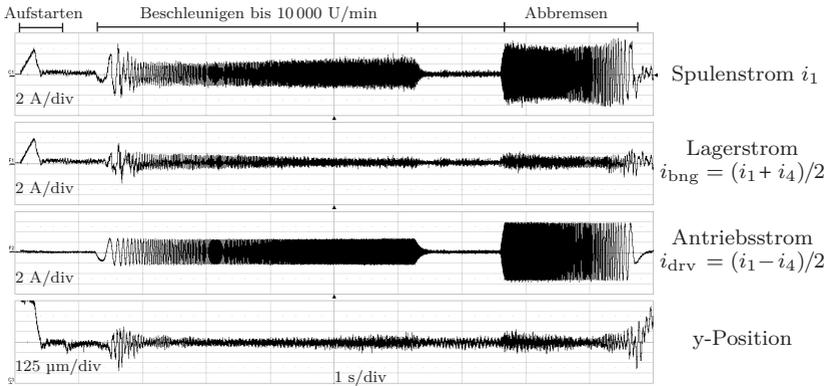


Abbildung 4.23: Lager- und Antriebsstroms sowie Rotorposition gemessen am Prototyp S10. Zu erkennen ist der Aufstartvorgang mit anschließender Beschleunigung (eingestellte Rampe von 2000 (U/min)/s), ein kurzes Intervall mit konstanter Drehzahl, und ein anschließender Bremsvorgang mit Strombegrenzung auf 5 A und Landung des Rotors.

Abbildung 4.23 zeigt eine ähnliche Messung während eines Beschleunigungs- und Abbremsvorgangs des Motors. Die gemessenen Spulenströme wurden in Lager- und Antriebsstrom umgerechnet. Zu Beginn des Beschleunigungsvorgangs sind leichte radiale Schwingungen erkennbar, welche durch den Lagerstrom ausgeglichen werden müssen. In diesem Drehzahlbereich ist ein kontinuierlicher Betrieb des Motors nicht möglich.

Ab Drehzahlen von etwa 2000 U/min treten keine Resonanzen mehr auf und ein stabiler Betrieb ist durchgehend bis zur Nenndrehzahl möglich. Dieses Verhalten tritt bei allen Prototypen auf und ist auf die geringe Dämpfung der passiv stabilisierten Freiheitsgrade zurückzuführen.

Zusammenfassend konnten mit den fünf erfolgreich in Betrieb genommenen Prototypen inklusive verschiedener Rotorvarianten die Simulationsergebnisse verifiziert werden. Lediglich die aktiven Lagerkräfte weisen leichte Abweichungen auf. Für alle Prototypen wurde die zuvor festgelegte Nenndrehzahl erreicht, wobei mit dem Motor S02 die höchste Drehzahl mit 150 000 U/min erreicht werden konnte.

Die Messungen zu den Verlusten der einzelnen Motoren werden im Kapitel 6 genauer beleuchtet. Im Kapitel 7 werden die Prototypen S10.1 und S16 in ihrer Anwendung als Lüfter mit radialem und axialem Flügelrad getestet.

Kapitel 5

Aspekte der Regelung des nutenlosen lagerlosen Motors

Die Regelung von magnetgelagerten und lagerlosen Motoren ist mit den heute verfügbaren Signalprozessoren keine grosse Herausforderung mehr. Neben einer kurzen Erläuterung des verwendeten Regelschemas wird in diesem Kapitel eine Besonderheit der hier untersuchten nutenlosen Topologie betrachtet, welche vor allem für hohe Drehzahlen und hohe Beschleunigungsraten die Regelqualität verbessert.

5.1 Regelschema

Das Blockschaltbild der in dieser Arbeit verwendeten Regelung der lagerlosen Motoren ist in Abb. 5.1 abgebildet. Die Regelung von Drehzahl und Position erfolgt feldorientiert im rotorfesten d-q-Koordinatensystem. Für

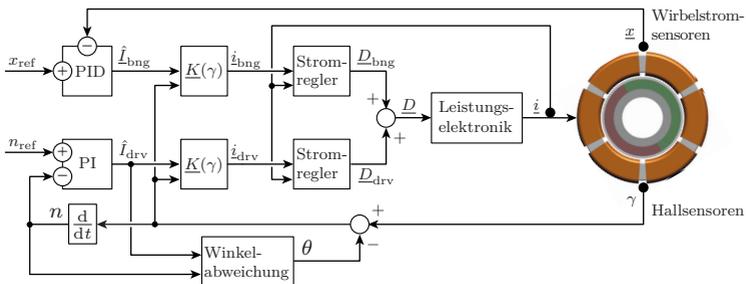


Abbildung 5.1: Vereinfachtes Regelschema des lagerlosen Motors.

die Positionsregelung wird ein PID-Regler verwendet, wobei der D-Anteil aufgrund der destabilisierenden Radialsteifigkeit benötigt wird. Die Drehzahlregelung kommt mit einem PI-Regler aus. Die feldorientierten Lagerströme für Kräfte in x- und y-Richtung sowie der Antriebsstrom werden nach Gl. 2.48 und Gl. 2.49 analog zur sogenannten Park-Transformation ins statorfeste Koordinatensystem transformiert.

Der unterlagerte Stromregler berechnet modellbasiert aus Widerstand, Induktivität und induzierter Spannung die benötigte Spannung, um im nächsten Regelschritt den Soll-Strom in der jeweiligen Phase zu erreichen. Bei kombinierten Spulen werden anschliessend die resultierenden Duty-Cycle-Werte D_{drv} und D_{bng} von Antrieb und Lager überlagert. Zum Ausgleich von Modellgenauigkeiten wird der Istwert der Ströme durch Stromsensoren erfasst.

Die Positionsregelung verwendet Wirbelstromsensoren im Luftspalt zur Positionsmessung. Zur Winkelmessung erfassen Hallsensoren das Magnetfeld des Rotors. Da für die d-q-Transformation eine hohe absolute Genauigkeit des Winkelsignals nötig ist, wird der Einfluss der Signallaufzeit sowie die Beeinflussung der Messung durch das Statorfeld kompensiert, was im folgenden Abschnitt genauer erläutert wird.

5.2 Winkelverzerrung durch das Antriebsfeld

Voraussetzung für eine funktionierende d-q-Transformation ist die akkurate Messung des Rotorwinkels. Eine Abweichung

$$\theta_{\text{sens}} = \gamma_{\text{mess}} - \gamma, \quad (5.1)$$

des gemessenen Rotorwinkels vom tatsächlichen Rotorwinkel, hier als elektrischer Winkel definiert, führt direkt zu einer Abweichung der Lagerkraftichtung um denselben Winkel, wie aus Gl. 2.30 abgeleitet werden kann. Werden leichte Winkelabweichungen durch den Positionsregler noch gut ausgeglichen, ohne die Lagerqualität merklich zu beeinflussen, führt eine zu grosse Abweichung sehr schnell zu Instabilität und Absturz des Rotors.

In Beschleunigungsversuchen mit verschiedenen Prototypen zeigte sich,

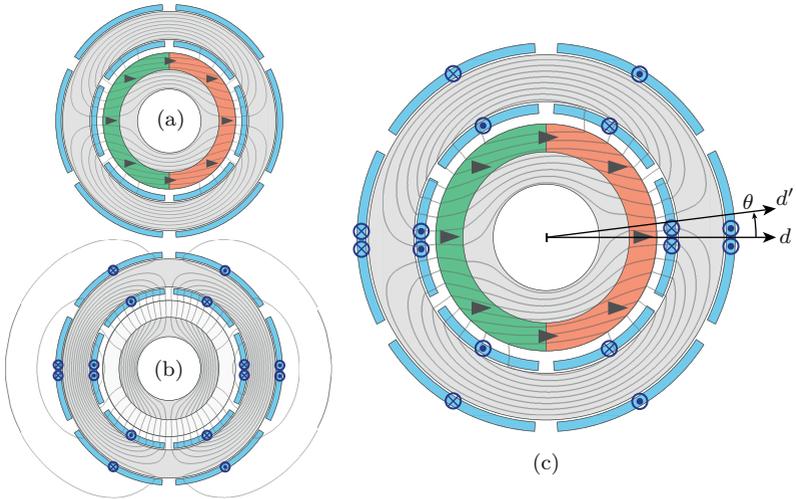


Abbildung 5.2: Das Magnetfeld der Permanentmagnete (a) wird bei Bestromung des Antriebs vom um 90° gedrehten Antriebsfeld (b) überlagert. Das resultierende Feld (c) ist gegenüber der Magnetisierung des Rotors geringfügig in Richtung des Drehmoments um den Winkel θ verdreht. Die mittels 2D-FEM simulierte Felder entsprechen einer Bestromung des Motors S10.P1 mit einem Antriebsstrom $\hat{I}_{\text{drv}} = 15.6 \text{ A}$.

dass ein über alle Drehzahlen hinweg stabil laufender Motor instabil wird, sobald der drehmomentbildende Antriebsstrom zu gross wird. Damit wären die zulässige Beschleunigungsrate und das Motordrehmoment beschränkt.

Die Ursache liegt in der Winkelmessung begründet. Über Hallensensoren im Luftspalt wird das von den Permanentmagneten des Rotors erzeugte Magnetfeld in drei Achsen gemessen und daraus der Rotorwinkel ermittelt. Da sich im Luftspalt Rotor- und Statorfelder überlagern, wird die Winkelmessung durch das Statorfeld beeinflusst.

In Abb. 5.2 ist dargestellt, wie sich das Permanentmagnetfeld des Rotors und das um 90° verdrehte Antriebsfeld überlagern. Die Richtung des resultierenden Luftspaltfelds ist dabei um den Winkel θ gegenüber der d-Achse der Rotormagnetisierung verschoben. Stellt man die Überlagerung

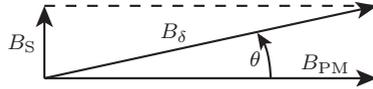


Abbildung 5.3: Überlagerung der Magnetfelder des Rotors und des Antriebs im Luftspalt. Da die Hallsensoren das Luftspaltfeld messen, ergibt sich eine Abweichung θ bei der Messung des Rotorwinkels.

der beiden Magnetfelder im Luftspalt vektoriell dar

$$\mathbf{B}_\delta = B_{\text{PM}}\mathbf{e}_d + B_{\text{S,drv}}\mathbf{e}_q, \quad (5.2)$$

wobei B_{PM} des Feld des Rotors und $B_{\text{S,drv}}$ das durch den Antriebsstrom erzeugte Feld ist, so folgt die Winkelverschiebung

$$\theta_{\text{sens}} = \arctan\left(\frac{B_{\text{S,drv}}}{B_{\text{PM}}}\right) \quad (5.3)$$

direkt aus dem Arkustangens des Verhältnisses beider Felder. Nimmt man an, dass das Statorfeld proportional zum Antriebsstrom ist

$$B_{\text{S,drv}} \propto \hat{I}_{\text{drv}}, \quad (5.4)$$

was einer Vernachlässigung der Statorsättigung entspricht, so erhält man die Winkelverschiebung

$$\theta_{\text{sens}} = \arctan\left(\frac{\hat{I}_{\text{drv}}}{K_\theta}\right). \quad (5.5)$$

Diese kann von der Regelungselektronik im Betrieb des Motors direkt aus dem Antriebsstrom errechnet werden, wobei K_θ ein Kompensationsfaktor ist, der u. a. von der Sensorposition und der Stärke der Rotormagnetisierung abhängt. Damit kann der tatsächliche Rotorwinkel

$$\gamma = \gamma_{\text{mess}} - \theta \quad (5.6)$$

stetig mit der stromabhängigen Winkelabweichung kompensiert werden.

Zusätzlich muss jedoch ein weiterer Effekt berücksichtigt werden. Die Drehung des Luftspaltfelds bewirkt nicht nur eine Verfälschung der Winkelmessung, sondern auch direkt eine Ablenkung der Richtung der Lager-

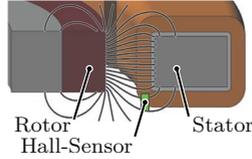


Abbildung 5.4: Position der Hallsensorik im Luftspalt.

kräfte. Da die Lorentz- und Maxwellkräfte in den Spulen bzw. am Stator direkt im Luftspalt entstehen, hängt die Kraftrichtung nicht von der Position der Rotormagnetisierung, sondern vom Luftspaltfeld ab. In diesem Fall wäre eine Kompensation des Winkels nicht notwendig, würden die Sensoren genau dieses Feld messen.

Im Allgemeinen ist es jedoch nicht so, dass die Hallsensoren und das Magnetlager im gleichen Masse vom Antriebsfeld beeinflusst werden. Da die Hallsensoren nicht für starke Magnetfelder geeignet sind, werden diese nicht direkt im Luftspalt angebracht, sondern etwas unter- oder oberhalb des Rotors, wie in Abb. 5.4 gezeigt wird. Sie messen damit nur noch das Streufeld des Rotors, wohingegen das Statorfeld aufgrund der Nähe zum Stator nicht so stark abnimmt. Damit ist die Winkelabweichung des Sensorsignals

$$\theta_{\text{sens}}(I_{\text{drv}}) > \theta_{\text{F}}(I_{\text{drv}}) \quad (5.7)$$

stärker als die Abweichung der Lagerkraftrichtung $\theta_{\text{F}}(I_{\text{drv}})$. Die Kompensation des Winkels ist damit vor allem bei Sensoren ausserhalb des Luftspalts weiterhin zu empfehlen.

Um den Kompensationswert K_{θ} zu bestimmen, muss die Abweichung des mittels der Hallsensoren gemessenen Winkels von der tatsächlichen Richtung der Lagerkraft ermittelt werden. Dies erfolgt vorteilhaft direkt im Experiment am Prototyp. Der Rotor wird in der Mitte des Luftspalts blockiert, sodass er sich nicht bewegen kann und das Magnetlager nicht benötigt wird. Dann wird der Antrieb bestromt und der gemessene Lagerwinkel über dem Antriebsstrom dargestellt. Da sich der Rotor nicht bewegt ist ein Ausschlag des Winkelsignals alleine auf die Verdrehung des Luftspaltfelds zurückzuführen.

Abbildung 5.5 zeigt die Ergebnisse eines solchen Experiments bei Bestromung des Prototypen S10.1–P1 bis zum maximalen Antriebsstrom von 15.6 A. Das unkompenzierte Sensorsignal erfährt dabei eine Abwei-

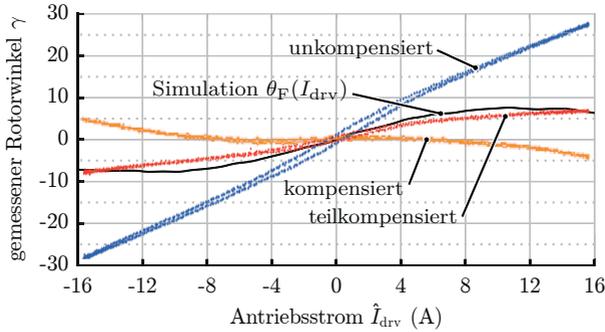


Abbildung 5.5: Messung des Winkelsignals am Prototypen S10.P1 bei blockiertem Rotor in Abhängigkeit des Antriebsstroms. Durch die Überlagerung von Rotorfeld und Antriebsfeld wird der von den Hallensensoren gemessene Winkel bis zu 28° abgelenkt (blaues Signal). Dieser Effekt kann nahezu komplett kompensiert werden (gelbes Signal) oder an die mittels 3D-FEM ermittelte Krafrichtung angepasst werden (rotes Signal), um maximale Lagerstabilität zu erreichen.

chung von bis zu 28° in beide Richtungen. Durch Kompensation des Signals nach Gl. 5.5 kann in einem weiten Bereich der Einfluss des Antriebsstroms eliminiert werden. Bei Strömen über 10 A setzten jedoch Sättigungseffekte ein, wodurch das Signal dann überkompensiert wird. Mit dieser Kompensation zeigt sich bereits eine deutliche Verbesserung des Beschleunigungsverhaltens.

Um nun auch die Abweichung der Krafrichtung zu berücksichtigen wurde der Einfluss des Antriebsstroms auf die Lagerkraft in einer 3D-FEM Simulation ermittelt. Das Ergebnis ist ebenfalls in Abb. 5.5 dargestellt. Bei voller Antriebsbestromung wird eine Lagerkraft um etwa 7° abgelenkt. Der Kompensationswert K_θ wird nun so gewählt, das der Verlauf des Sensorsignals dem Simulationsergebnis in etwa entspricht.

Als Ergebnis dieser Winkelkompensation kann der Motor mit beliebigen Antriebsströmen stabil betrieben werden. Während der Prototyp S10.1–P1 ohne Kompensation bei $\hat{I}_{drv} = 9$ A bereits bei kleinen Drehzahlen sofort abstürzt, kann er nun mit maximalem Antriebsstrom beschleunigt werden. Der Test wurde mit maximaler Beschleunigung bis zu einer Drehzahl von 18 000 U/min durchgeführt.

Kapitel 6

Verlustanalyse

Wie bereits eingangs erwähnt, wird die nutzenlose Statortopologie gewählt, wenn die Anwendung geringe Verluste bei hohen Drehzahlen erfordert. Um die Verluste weiter zu minimieren und die Motoren auf ihre Anwendung hin zu optimieren ist es wichtig, die auch bei der nutzenlosen Topologie entstehenden Verlustmechanismen zu analysieren.

Die Verluste können eingeteilt werden nach Ursache, Verlustmechanismus, Ort der Wärmeentwicklung und Last- bzw. Drehzahlabhängigkeit. Eine Übersicht aller relevanten Verlustanteile ist in Tabelle 6.1 dargestellt. Als Hauptursache der Verluste in lagerlosen Motoren wird häufig die Rotation des Magnetfeldes der Rotormagnete betrachtet, welches Wirbelstrom- und Hystereseverluste im Statoreisen erzeugt. Bei der nutzenlosen Topologie treten zusätzlich Wirbelstromverluste in den Spulen auf, da diese vom rotierenden Luftspaltfeld durchdrungen werden. Zusätzlich entstehen Luftreibungsverluste an der Oberfläche des Rotors. Diese bereits genannten Verluste sind stark drehzahlabhängig. Lastabhängig hingegen sind die Kupferverluste in den Spulen zufolge des Spulenstroms sowie die Durchlass- und Schaltverluste im Umrichter, hervorgerufen durch den Antriebs- und in geringerem Masse auch durch den Lagerstrom.

Zusätzliche Verluste entstehen durch den hochfrequenten Stromrippel, hervorgerufen von der PWM des Wechselrichters. Im Vergleich zu konventionellen Motoren ist der Stromrippel bei lagerlosen Scheibenläufermotoren besonders ausgeprägt, da das Verhältnis von Motorinduktivität und induzierter Spannung sehr klein ist (siehe Gl. (6.25)). Diese Stromrippel-Verluste entstehen sowohl im Statoreisen als hochfrequente Hysteresee- und Eisenverluste, als Proximity-Verluste in den Spulen sowie als Wirbelstromverluste im Rotor sowie in allen leitfähigen Bauteilen in der Nähe

des Stators. Da die induzierte Spannung – und damit auch der Stromrip-
 pel – drehzahlabhängig ist, steigen auch diese Verluste mit zunehmender
 Drehzahl.

Jeder dieser Verlustanteile kann durch geeignete Massnahmen verrin-
 gert werden, nicht jedoch ohne die Systemkosten, die Leistungsfähigkeit
 oder andere Verlustanteile negativ zu beeinflussen. Im Folgenden werden
 alle Verlustanteile analysiert und die Zusammensetzung der Verluste für
 zwei einpolpaarige (S10.1–P1 und S10.2) und zwei zweipolpaarige Proto-
 typen (S10.1–P2 und S16) vorgestellt.

Tabelle 6.1: Übersicht über alle Verlustmechanismen.

		Ort	Ursache	Abhängig von	
				Drehzahl	Last
Eisenverluste	$P_{V,Fe}$	Statoreisen	Rotorfeld	✓	-
Proximity-Verl.	$P_{V,Cu,ed}$	Spulen	Rotorfeld	✓	-
Kupferverluste	$P_{V,Cu}$	Spulen	Spulenstrom	-	✓
Stromrippel-Verl.	$P_{V,ripple}$	Rotor, Stator	PWM	✓	-
Luftreibungsverl.	$P_{V,Luft}$	Rotor	Drehung	✓	-
Umrichterverluste	$P_{V,ctrl}$	Umrichter		-	✓

6.1 Eisenverluste

Das Permanentmagnetfeld des drehenden Rotors erzeugt Verluste im Sta-
 torblechpaket durch Ummagnetisierung des Materials. Diese Eisenverlu-
 ste

$$P_{V,Fe} = P_{V,hy} + P_{V,ed} \quad (6.1)$$

setzen sich zusammen aus Hystereseverlusten $P_{V,hy}$ und Wirbelstrom-
 verlusten $P_{V,ed}$. Erstere entstehen durch die Hysterese der B-H-Kurve
 des Eisens, letztere durch die vom Wechselfeld im leitfähigen Eisen indu-
 zierten Wirbelströme.

Tabelle 6.2: Steinmetzparameter für Elektroblech M270-35A.

Hysteresese	c_{hy}	0.02	$\text{W}/(\text{kgHzT}^{1.6})$
	β_{hy}	1.6	
Wirbelstrom	c_{ed}	6.125×10^{-5}	$\text{W}/(\text{kgHz}^2\text{T}^{2.3})$
	β_{ed}	2.3	

6.1.1 Berechnung mit Steinmetzformel

Mittels der häufig für Eisenverluste verwendeten Steinmetzformel [59] werden die Hystereseverluste

$$P_{V,\text{hy}} = c_{\text{hy}} m_{\text{Fe}} f \hat{B}^{\beta_{\text{hy}}} \quad (6.2)$$

und die Wirbelstromverluste

$$P_{V,\text{ed}} = c_{\text{ed}} m_{\text{Fe}} f^2 \hat{B}^{\beta_{\text{ed}}} \quad (6.3)$$

jeweils über die Amplitude \hat{B} und die Frequenz f der Flussdichte mittels materialabhängiger Parameter c und β abgeschätzt. Werden diese Parameter nicht bereits vom Hersteller des Materials angegeben, können sie anhand von Messwerten ermittelt werden. Im Falle des hier verwendeten Materials M270-35A wurden typische Messwerte der Verluste für Frequenzen bis 2500 Hz und Flussdichten bis 1.8 T aus dem Datenblatt [60] entnommen und über die Minimierung der Summe der Fehlerquadrate die Steinmetzparameter für Hysteresese- und Wirbelstromverluste ermittelt (siehe Tabelle 6.2).

Die maximale Flussdichte im Stator herrscht an der Stelle zwischen zwei Rotorpolen und kann mittels 3D-FEM Simulation ermittelt werden. Wie in Abb. 6.1 gezeigt, ist sie nahezu homogen über den Querschnitt verteilt. Damit kann in sehr guter Näherung der Mittelwert der Flussdichteamplitude über dem Statorquerschnitt für die Abschätzung der Eisenverluste verwendet werden.

6.1.2 Einfluss der Feldform auf die Eisenverluste

Betrachtet man den Verlauf des Magnetfelds im Stator fällt auf, dass vor allem an der Statorinnenseite zusätzlich zur tangentialen auch eine

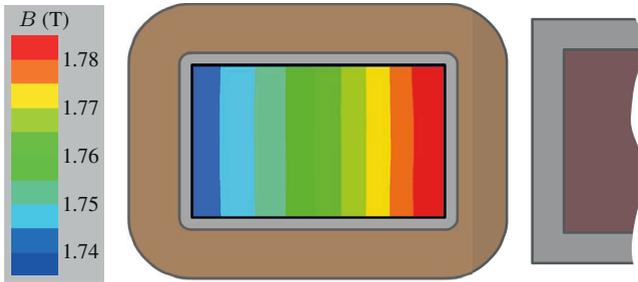


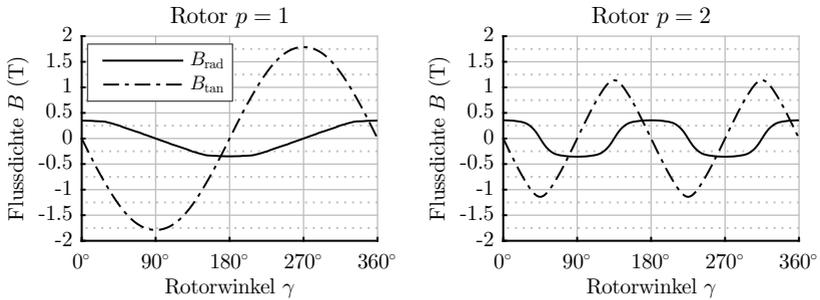
Abbildung 6.1: 3D-Simulation der Flussdichte im Statorquerschnitt an der Stelle der maximalen Flussdichte, d. h. zwischen zwei Rotorpolen. Die Flussdichte ist nahezu homogen über den Statorquerschnitt verteilt und nimmt nach aussen hin nur sehr leicht ab.

radiale Feldkomponente existiert. Abbildung 6.2 zeigt den Feldverlauf im Stator für eine Umdrehung des Rotors mit einem und zwei Polpaaren. Das Magnetfeld des Rotors dringt radial an der Innenseite des Stators ein und wird in tangentialer Richtung zum nächsten Rotorpol geführt. Direkt vor den Rotorpolen tritt die maximale radiale Flussdichte im Stator auf, welche jedoch zur Aussenseite hin auf null abfällt, da das Magnetfeld den Stator aussen nicht verlässt. Es resultiert ein Magnetfeld, welches an der Statoraussenseite rein alternierend ist und nach innen hin einen rotierenden Anteil bekommt (siehe Abb. 6.2(b)). Zusätzlich treten bei mehrpolpaarigen Rotoren leichte Oberwellen im Feldverlauf des Stators auf.

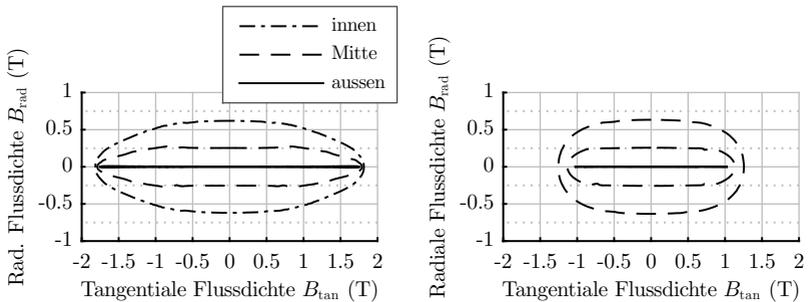
Obwohl sich vor allem die Hystereseverluste bei rotierenden Feldern stark von denen alternierender Felder unterscheiden, hat sich der Einfluss bei allen hier untersuchten Motoren als sehr gering herausgestellt. Deshalb können die Verluste gut mittels der oben vorgestellten einfachen Steinmetzformeln berechnet werden. Da dies nicht allgemeingültig für alle Motoren behauptet werden kann, wird die Verlustberechnung für elliptische Felder im Folgenden kurz vorgestellt.

Hystereseverluste für elliptische Felder

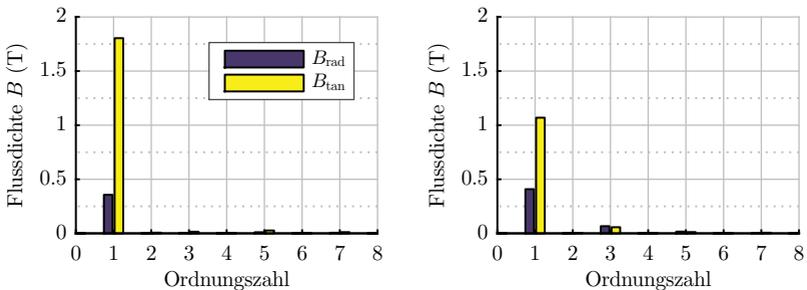
Besitzt der Magnetfeldverlauf rotierende Anteile, so wird die Hystereseschleife nicht mehr komplett durchlaufen und das Material erfährt keinen



(a) 2D-Simulation des Feldverlaufs in der Statormitte für eine Rotorumdrehung



(b) Orbitdarstellung des Feldverlaufs im Stator (2D-Simulation)



(c) FFT-Analyse des Magnetfelds

Abbildung 6.2: Analyse des Feldverlaufs im Statoreisen mittels 2D-FEM Simulation für Rotor P1 (links) und Rotor P2 (rechts). (a) Darstellung des radialen und tangentialen Felds für eine Rotorumdrehung in der Statormitte; (b) Orbitdarstellung des Feldes für drei Positionen *innen*, *Mitte* und *ausen*; (c) FFT Analyse von radialem und tangentialem Feld.

Nulldurchgang der Flussdichte mehr. Dies macht deutlich, dass Hystereseverluste rotierender Felder nicht ohne weiteres mit den bekannten Gleichungen für alternierende Felder berechnet werden können.

Für rein rotierende Felder finden sich in der Literatur Messwerte der Verluste für verschiedene Materialien [61, 62]. Die Hystereseverluste für rotierende Felder steigen mit zunehmender Flussdichte bis zu einem Maximum und fallen bis zur Sättigungsflussdichte auf Null ab. Von Zhu und Ramsden [63, 64] wird ein Modell für dieses Verhalten basierend auf der Kennlinie von Asynchronmotoren präsentiert, welches sehr gute Übereinstimmung mit den Messwerten zeigt. Zusätzlich werden die Parameter für ein 0.35 mm dickes Elektroblech („Lycore 130“), welches nahezu gleiche magnetische Eigenschaften wie M270-35A aufweist, angegeben. Demnach sind die Rotationsfeld-Hystereseverluste

$$P_{V,hy,r} = a_1 m_{Fe} f \left[\frac{1/s}{(1/s)^2 + a_3^2} - \frac{1/(2-s)}{1/(2-s)^2 + a_3^2} \right] \quad (6.4)$$

mit

$$s = 1 - \frac{\hat{B}}{B_S} \sqrt{1 - \frac{1}{a_3^2}}, \quad (6.5)$$

wobei B_S die Sättigungsinduktion und a_1 und a_3 Materialparameter darstellen. Die Parameter für das zu M270-35A ähnliche Material sind $a_1 = 0.78 \text{ J/kg}$, $a_3 = 6.09$ und $B_S = 1.8 \text{ T}$.

In Abb. 6.3 sind die Rotationsfeld-Hystereseverluste zusammen mit den Hystereseverlusten für ein konventionelles Wechselfeld (Wechselfeld-Hystereseverluste) dargestellt. Bis zu einer Flussdichte von 1.5 T nehmen die Rotationsfeld-Hystereseverluste stetig zu und sind stets grösser als die Wechselfeld-Hystereseverluste. Bis zur Sättigung des Materials nehmen sie stark ab und sind bei grossen Flussdichten deutlich kleiner als die Verluste für ein Wechselfeld.

Für elliptische Felder werden die Hystereseverluste

$$P_{V,hy} = \epsilon P_{V,hy,r} + (1 - \epsilon)^2 P_{V,hy,a} \quad (6.6)$$

aus Rotationsfeld- und Wechselfeld-Hystereseverlusten zusammengesetzt werden, wobei

$$\epsilon = \frac{\hat{B}_{rad}}{\hat{B}_{tan}}, \quad \hat{B}_{rad} < \hat{B}_{tan} \quad (6.7)$$

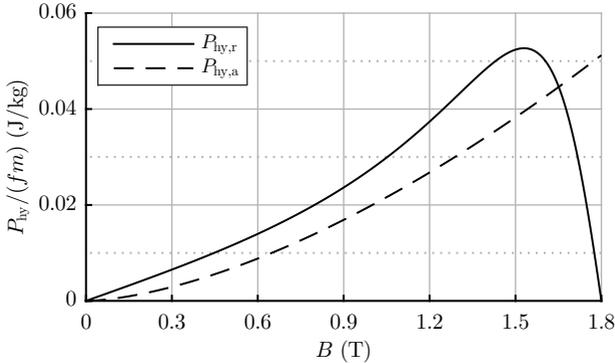


Abbildung 6.3: Vergleich der gewichtsbezogenen Hystereseverluste für rein rotierendes und alternierendes Feld (Wechselfeld) normiert auf die Frequenz. Die Wechselfeld-Hystereseverluste steigen monoton mit der Flussdichte. Die Hystereseverluste durch rotierende Felder sind für kleine B deutlich grösser als für alternierendes Feld, nehmen dann bei etwa 85% der Sättigungsflussdichte ein Maximum an und fallen bis zur Sättigung des Materials auf Null ab.

das Verhältnis von kleiner und grosser Achse des elliptischen Feldes ist. Dies wurde von Zhu und Ramsden [63] ebenfalls mit Messwerten belegt.

Die Oberwellen müssen bei der Berechnung der Hystereseverluste nicht berücksichtigt werden, solange im B-H-Verlauf keine Nebenschleifen auftreten [65].

Für den lagerlosen Motor ist das Achsenverhältnis ϵ eine Funktion des Radius und nimmt von der Statorinnenseite zur Aussenseite hin ab. Deshalb muss Gl. 6.6 über den Stator vom Innenradius $r_{S,i}$ zum Aussenradius $r_{S,a}$ integriert werden und man erhält

$$P_{V,hy} = \epsilon_r P_{V,hy,r} + \epsilon_a P_{V,hy,a} \quad (6.8)$$

mit

$$\epsilon_r = \frac{2}{r_{S,a}^2 - r_{S,i}^2} \int_{r_{S,i}}^{r_{S,a}} \epsilon(r) r dr, \quad (6.9)$$

$$\epsilon_a = \frac{2}{r_{S,a}^2 - r_{S,i}^2} \int_{r_{S,i}}^{r_{S,a}} (1 - \epsilon(r))^2 r dr. \quad (6.10)$$

Tabelle 6.3: Einfluss des elliptischen Feldverlaufs auf die Eisenverluste der untersuchten Prototypen.

Prototyp	\hat{B}	Hystereseverluste			Wirbelstromverluste
		ϵ_r	ϵ_a	Einfluss	Einfluss
S10.1–P1	1.76 T	0.15	0.72	-18 %	+4.9 %
S10.1–P2	1.19 T	0.12	0.62	-8 %	-1.7 %
S10.2	1.27 T	0.15	0.73	-6.5 %	+2.4 %
S16	1.22 T	0.13	0.74	-8 %	-18 %

Die Parameter ϵ_r und ϵ_a können mittels 2D-Simulation ermittelt werden, da sich der Feldverlauf in 2D- und 3D-Simulation nicht unterscheidet.

Beide Faktoren sowie der Einfluss des elliptischen Feldverlaufs auf die Verluste im Vergleich zur Berechnung mit der einfachen Steinmetzformel Gl. 6.2 ist für die untersuchten Prototypen in Tabelle 6.3 dargestellt.

Es zeigt sich, dass in jedem Fall die Hystereseverluste des elliptischen Feldes gegenüber dem alternierenden Feld reduziert sind. Beim Prototyp S10.1–P1 ist dies aufgrund der starken Sättigung des Stators am stärksten. Bei den anderen Prototypen ist diese Verlustreduktion auf Gl. 6.6 zurückzuführen, welche für $0 < \epsilon < 1$ stets eine Reduktion der Verluste gegenüber einer linearen Mischung der Verlusteanteile für rotierendes und alternierendes Feld bewirkt.

Wirbelstromverluste unter Berücksichtigung der harmonischen Anteile

Da die Verlustanteile für radiale und tangentiale Flussdichte sowie für Oberwellen bzgl. der Wirbelstromverluste orthogonal sind, können die Verlustkomponenten einfach addiert werden [65]. Damit ergeben sich die Wirbelstromverluste zu

$$P_{V,ed} = c_{ed} m_{Fe} \sum_n (nf)^2 (\hat{B}_{rad,n}^{\beta_{ed}} + \hat{B}_{tan,n}^{\beta_{ed}}) \quad (6.11)$$

unter Berücksichtigung der harmonischen Anteile der radialen und tangentialen Flussdichteamplituden mit der Ordnungszahl n .

Für die untersuchten Prototypen wurde mittels 2D-FEM die Feldform ausgewertet (vgl. Abb. 6.2(c)) und die Wirbelstromverluste über Gl. 6.11 ermittelt. In Tabelle 6.3 ist der Einfluss dieser Analyse im Vergleich zur einfachen Steinmetzformel Gl. 6.3 angegeben. Für die einpolpaarigen Prototypen S10.1–P1 und S10.2, welche einen fast ausschliesslich sinusförmigen Feldverlauf aufweisen, resultieren leicht grössere Wirbelstromverluste, welche aus dem radialen Feldanteil resultieren. Dies war zu erwarten, da dieser Feldanteil in der einfachen Steinmetzformel vernachlässigt wird. Entgegen den Erwartungen reduzieren sich die Verluste bei den zweipolpaarigen Motoren; beim S16 mit -18% sogar deutlich. Dies liegt daran, dass der Feldverlauf im Stator dreieckförmig ist und damit die Grundwelle des Feldes kleiner ist als der in Gl. 6.3 verwendete Spitzenwert. Trotz Berücksichtigung der Oberwellen und des radialen Feldanteils resultierten deshalb mit Gl. 6.11 reduzierte Wirbelstromverluste.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die Eisenverluste näherungsweise auch für die im nutenlosen lagerlosen Motor auftretenden elliptischen Felder mit den einfachen Steinmetzformeln (6.2) und (6.3) und dem Spitzenwert der Flussdichteamplitude im Statoreisen berechnet werden können. Die Berechnung der Verluste für elliptische Felder erfordert einen deutlich höheren Analyseaufwand, der im Angesicht des geringen Einflusses nicht in jedem Fall notwendig ist. Für die Verlustanalyse der hier untersuchten Prototypen wurde die Feldform jeweils berücksichtigt.

6.2 Wirbelstromverluste in den Spulen

Eine Besonderheit des nutenlosen Motorkonzepts ist, dass die Spulen zum Teil im Luftspalt liegen und direkt vom rotierenden Permanentmagnetfeld des Rotors durchdrungen werden. Dieses erzeugt – ähnlich den Eisenverlusten im Statoreisen – Wirbelstromverluste in den Kupferleitern.

In Abbildung 6.4 ist die Feldverteilung im Querschnitt einer Spule direkt vor einem Rotorpol gezeigt. An dieser Position erreicht das Luftspaltfeld sein Maximum und durchdringt die Spule rein radial. Die Flussdichte ist am grössten in der axialen Mitte des Luftspalts, allerdings sind auch ober- und unterhalb des Luftspalts noch Streufelder vorhanden. Zudem ist das Feld im Luftspalt nicht homogen. Aus diesem Grund ist eine reine 2D-Simulation nicht ausreichend für eine Abschätzung der Wirbelstrom-

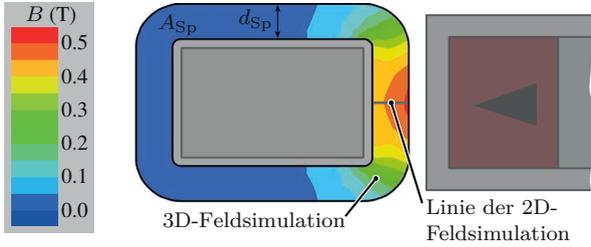


Abbildung 6.4: 3D-Simulation der Flussdichte in der unbestromten Spule direkt vor einem Rotorpol (Rotorwinkel $\gamma = 0^\circ$).

verluste, da diese nur die Mitte des Motors simuliert. Eine 3D-Simulation liefert aufgrund des grösseren Simulationsrauschens und der gröbereren Vernetzung ungenauere Ergebnisse für den Feldverlauf im Luftspalt. Hier haben sich 2D-Simulationen als genauer und im Bezug auf die Auswertung und den Rechenaufwand als effizienter erwiesen.

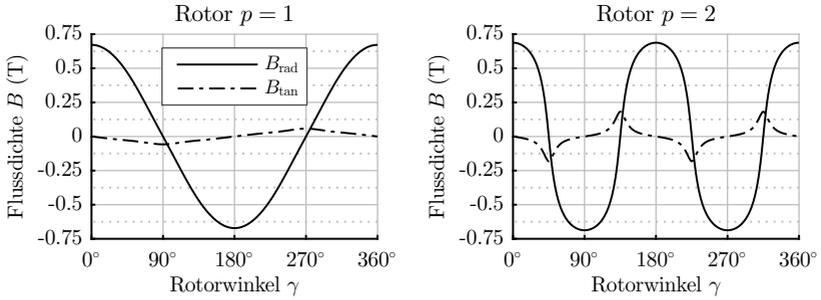
Das Ziel ist im Folgenden, mittels einer Kombination aus 3D- und 2D-Simulation möglichst rechenzeiteffizient die Wirbelstromverluste in den Spulen zu berechnen. Die 3D-Simulation dient dabei der Bestimmung der absoluten Felddichte unter Berücksichtigung der axialen Feldanteile, wobei mittels 2D-Simulation der Feldverlauf bestimmt wird.

In Abbildung 6.5 ist der Feldverlauf für einen ein- und einen zweipolpaarigen Rotor für eine Rotorumdrehung dargestellt, wie sie mittels 2D-Simulation in der axialen Spulenmitte simuliert wurde. Das Feld besitzt überwiegend radiale, aber auch nicht zu vernachlässigende tangentielle Anteile. Bei mehrpolpaarigen Rotoren sind zudem Oberwellen im Feldverlauf vorhanden.

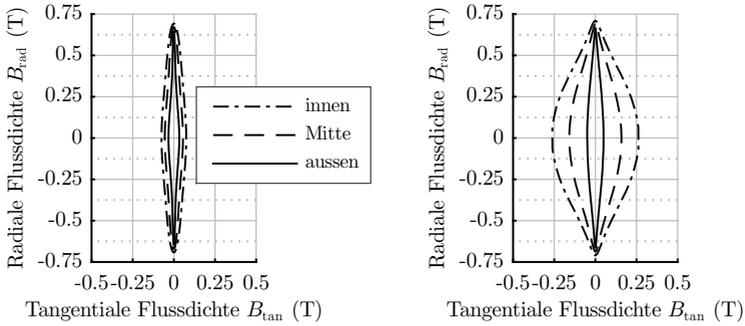
Die Berechnung der Wirbelstromverluste in runden Leitern erfolgt über die bekannte Formel für Promximityverluste

$$p_{Cu,ed,n} = \frac{\pi^3 d^4 f_{el,n}^2 B_n^2}{32 \rho_{Cu}} \quad (6.12)$$

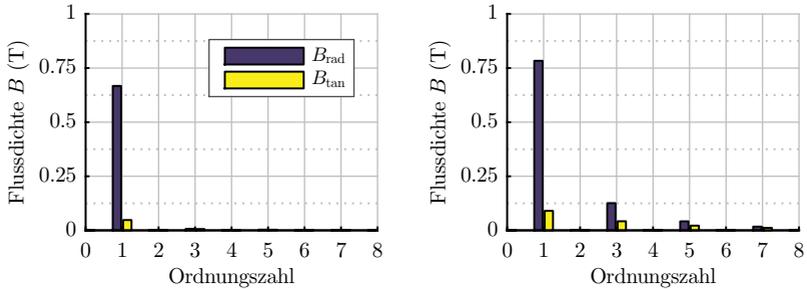
als Verlustleistung pro Länge eines Leiters mit Durchmesser d und Leitfähigkeit ρ_{Cu} , welcher von einem externen Magnetfeld der n -ten harmonischen Amplitude B_n und Frequenz $f_{el,n}$ senkrecht durchdrungen wird [66]. Da die Flussdichte im Luftspalt nicht homogen ist und zudem auch



(a) 2D-Simulation des Feldverlaufs in der Spulenmitte für eine Rotorumdrehung



(b) Orbitdarstellung des Feldverlaufs in der Spule (2D-Simulation)



(c) FFT-Analyse des Magnetfelds

Abbildung 6.5: Analyse des Feldverlaufs in der Spule mittels 2D-FEM Simulation für Rotor P1 (links) und Rotor P2 (rechts). (a) Darstellung des radialen und tangentialen Felds für eine Rotorumdrehung in der Spulenmitte, (b) Orbitdarstellung des Feldes für drei Positionen: *innen* (rotorseitig), *Mitte* und *ausen* (statorseitig); (c) FFT Analyse von radialem und tangentialem Feld.

die Streufelder ausserhalb des Luftspalts die Spule durchdringen, muss über die gesamte Umlauflänge L aller w Windungen in N Spulen integriert werden, um die Wirbelstromverlustleistung

$$P_{\text{Cu,ed},n} = wN \int_L p_{\text{Cu,ed},n} dl = \frac{\pi^3}{32\rho_{\text{Cu}}} wNd^4 f_{\text{el}}^2 \int_L n^2 B_n^2 dl \quad (6.13)$$

zu erhalten. Geht man davon aus, dass die Leiter gleichmässig über die Querschnittsfläche A_{Sp} der Wicklung der Spule verteilt sind lässt sich in guter Näherung das Längenintegral der Flussdichte über die mittlere Windungslänge

$$\bar{L} = \frac{A_{\text{Sp}}}{d_{\text{Sp}}} \quad (6.14)$$

und den quadratischen Mittelwert der Flussdichte über die Spulenfläche

$$B_{\text{rms},n} = \sqrt{\frac{1}{A_{\text{Sp}}} \int_{A_{\text{Sp}}} B_n^2 dA} \quad (6.15)$$

darstellen als

$$\int_L B_n^2 dl \approx L \frac{1}{A_{\text{Sp}}} \int_{A_{\text{Sp}}} B_n^2 dA = \bar{L} B_{\text{rms},n}^2. \quad (6.16)$$

Damit vereinfacht sich die Gleichung der Wirbelstromverluste zu (6.13) zu

$$P_{\text{Cu,ed},n} = \frac{\pi^3}{32\rho_{\text{Cu}}} wNd^4 f_{\text{el},n}^2 \bar{L} B_{\text{rms},n}^2. \quad (6.17)$$

Da der Feldverlauf im Allgemeinen nicht sinusförmig ist, müssen die Verluste für alle Harmonischen sowie für radiale und tangentiale Felder addiert werden. Hierfür wird ein Verzerrungsfaktor

$$\xi = \frac{1}{\hat{B}_{\text{rms}}} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(B_{\text{tan},n}^2 + B_{\text{rad},n}^2 \right) \cdot n^2} \quad (6.18)$$

eingeführt als Summe aller Harmonischen des radialen und tangentialen Luftspaltfeldes normiert auf den Spitzenwert \hat{B}_{rms} . Dieser ist nur von der Form des Feldes, nicht aber von dessen Amplitude abhängig und beschreibt den Einfluss der Harmonischen sowie des tangentialen Feldes

auf die Wirbelstromverluste. Bei rein sinusförmigem, radialem Feld ist $\xi = 1$. Die totalen Wirbelstromverluste in den Spulen

$$P_{\text{Cu,ed}} = \frac{\pi^3}{32\rho_{\text{Cu}}} w N d^4 \bar{L} f_{\text{el}}^2 \left(\xi \hat{B}_{\text{rms}} \right)^2 \quad (6.19)$$

können dann über den Spitzenwert der über den Wicklungsquerschnitt der Spule quadratisch gemittelten Flussdichte \hat{B}_{rms} und der Verzerrung des Feldes ausgedrückt werden. Beide Werte gilt es, mittels numerischer Simulation zu ermitteln.

Wie bereits erwähnt ist eine sinnvolle Simulation des Flussdichteverteilung \hat{B}_{rms} nur mittels 3D-Simulation möglich. Eine 2D-Simulation würde alle axialen Streufelder ignorieren. Da die Auswertung des Feldverlaufs und die Berechnung der Harmonischen aus einer 3D-Simulation aufwendig und aufgrund des Simulationsrauschens für höherfrequente Harmonische sehr ungenau wird, ist eine 2D-Simulation für die Evaluation des Feldverlaufs besser geeignet. Dies setzt die Annahme voraus, dass die die Form des Feldes in der gesamten Spule gleich ist.

Dann ist der Verzerrungsfaktor des Feldes in der Spule

$$\xi \approx \xi_{2\text{D}} = \frac{1}{\hat{B}_{\text{rms},2\text{D}}} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(B_{\text{rms,tan},n}^2 + B_{\text{rms,rad},n}^2 \right) \cdot n^2}. \quad (6.20)$$

näherungsweise gleich dem mittels 2D-Simulation ermitteltem Verzerrungsfaktor in der Spulenmitte (siehe Abbildung 6.4). Dieser ist normiert auf den quadratischen Mittelwert der Flussdichte in der Mitte der Spulenwicklung

$$\hat{B}_{\text{rms},2\text{D}} = \max (B_{\text{rms},2\text{D}}(\gamma)) = \sqrt{\frac{1}{d_{\text{Sp}}} \int_{d_{\text{Sp}}} B(\alpha)^2 dr} \Bigg|_{\varphi=\gamma}. \quad (6.21)$$

Letztendlich werden die Wirbelstromverluste in den Spulen

$$P_{\text{V,Cu,ed}} = \frac{\pi^3}{32\rho_{\text{Cu}}} N w d^4 \bar{L} f_{\text{el}}^2 \left(\hat{B}_{\text{rms},3\text{D}} \cdot \xi_{2\text{D}} \right)^2 \quad (6.22)$$

Tabelle 6.4: Verzerrungsfaktoren der Prototypen mit ein- und zweipolpaarigem Rotor.

Motor	Polpaarzahl	Verzerrungsfaktor ξ_{2D}
S10.1-P1	1	1.00
S10.1-P2	2	1.36
S10.2	1	1.00
S16-FE0	2	2.15
S16-FE8	2	1.62

aus dem Spitzenwert der mittels 3D-Simulation ermittelten Flussdichte

$$\hat{B}_{\text{rms},3D} = \sqrt{\frac{1}{A_{\text{Sp}}} \int_{A_{\text{Sp}}} B^2 dA} \Big|_{\varphi=\gamma} \quad (6.23)$$

und dem zweidimensional simulierten Verzerrungsfaktor des Feldes berechnet. Die Wirbelstromverluste sind quadratisch von der Frequenz und damit von der Drehzahl und der Polpaarzahl des Rotors sowie auch quadratisch von der Flussdichte im Luftspalt abhängig.

In Abbildung 6.5 ist ein direkter Vergleich der Feldform zwischen dem ein- und zweipolpaarigen Rotor des Prototypen S10.1 gegeben. Der zweipolpaarige Rotor weist einen leicht rechteckförmigen Feldverlauf, signifikant höhere tangentielle Flussdichten an der Innenseite der Spulen und deutliche Oberwellen auf, wohingegen das Feld des einpolpaarigen Rotors nahezu exakt sinusoidal verläuft.

In Tabelle 6.4 sind die Verzerrungsfaktoren der untersuchten Prototypen aufgeführt. Bei Rotoren mit einem Polpaar ist der Verzerrungsfaktor nahezu exakt 1, da keine Oberwellen auftreten und der Einfluss der tangentialen Felder gering ist. Bei den zweipolpaarigen Prototypen ist die Verzerrung des Feldes nicht mehr vernachlässigbar. Den grössten Einfluss hat dieser Faktor beim grossen Prototypen S16 mit bis zu $\xi = 2.15$. Dies kann damit begründet werden, dass aufgrund des grösseren Rotordurchmessers im Vergleich zum S10.1-P2 das Luftspaltfeld stärker rechteckförmig ist und damit mehr Oberwellen aufweist.

Da der Durchmesser d der Leiter mit der vierten Potenz in die Wirbelstromverluste eingeht, können diese durch Verwendung dünnerer Dräh-

te drastisch reduziert werden. Hält man bei Erhöhung der Leiteranzahl den Gesamtquerschnitt der Wicklung $A = \frac{1}{4}\pi wd^2$ konstant, geht der Leitungsdurchmesser noch quadratisch mit den Verlusten. Verwendet man anstatt Volldraht gegeneinander isolierte parallele Leiter gleichen Gesamtquerschnitts – z. B. Litzdraht oder parallele Wicklungen – so reduzieren sich die Wirbelstromverluste in den Spulen proportional zur Anzahl der parallelen Leiter. Bei Wicklung von Spulen mit parallelen Leitern sollte darauf geachtet werden die parallelen Stränge möglichst eng beieinanderliegend zu führen, um Kreisströme zu vermeiden.

Aufgrund des begrenzten Wickelraums reduziert sich bei Verwendung von Litze auch der Füllfaktor – erfahrungsgemäss um den Faktor 2 – und erhöht damit die lastabhängigen Kupferverluste. Ob die Reduktion der drehzahlabhängigen Verluste auf Kosten der lastabhängigen Verluste gerechtfertigt ist, muss für jeden Anwendungsfall abgeschätzt werden.

6.3 Stromrippelverluste

Eine oftmals bei Verlustanalysen vernachlässigte, trotzdem aber bereits seit Längerem bekannte Ursache für Verluste in lagerlosen Motoren ist der durch den Umrichter verursachte Stromrippel. Die hierdurch erzeugten hochfrequenten, nicht sinusförmigen Magnetfelder erzeugen sowohl im Stator als auch im Rotor zusätzliche Verluste, welche im Weiteren als Stromrippelverluste bezeichnet werden [67].

Der Stromrippel entsteht durch den aus der Pulsweitenmodulation resultierenden pulsierenden Spannungsabfall über den Motorinduktivitäten. Er berechnet sich zu

$$i_{\text{pp}} = \frac{U_{\text{DC}}}{2\sqrt{3}Lf_{\text{S}}} r(m, \theta) \quad (6.24)$$

mit der Zwischenkreisspannung U_{DC} , der Schaltfrequenz f_{S} und der Motorinduktivität L . Die normierte Stromrippelamplitude $r = f(m, \theta)$ ist eine nichtlineare Funktion des Modulationsgrades und des Winkels innerhalb der Stromgrundschwingung [68]. Der Modulationsgrad wird überwiegend von der induzierten Spannung bestimmt. Demzufolge ist der Stromrippel

$$i_{\text{pp}} \propto \frac{1}{L} \frac{1}{f_{\text{S}}} f(U_{\text{ind}}) \quad (6.25)$$

umgekehrt proportional zur Motorinduktivität und zur Schaltfrequenz und steigt mit der induzierten Spannung bzw. mit der Drehzahl des Rotors.

Bei den hier untersuchten lagerlosen Motoren ist die Rotormagnetisierung sehr stark um ausreichende passive Lagersteifigkeiten zu erreichen. Um zusätzlich die geforderten hohen Drehzahlen zu erreichen muss die Windungszahl der Spulen klein sein, womit das Verhältnis aus induzierter Spannung und Motorinduktivität gering ist. Dies bewirkt, dass der Stromrippel bei lagerlosen schnell drehenden Motoren besonders gross ist verglichen mit langsam drehenden konventionellen Motoren. Somit dürfen die Stromrippelverluste nicht vernachlässigt werden.

Die durch den Stromrippel hervorgerufenen hochfrequenten Magnetfelder erzeugen sowohl im Stator als auch im Rotor Wirbelstromverluste. Zwar sind die Feldstärken vergleichsweise gering, die hohen Frequenzen bewirken jedoch signifikante Verluste. Hystereseverluste können aufgrund der geringen Feldstärke vernachlässigt werden. Die im Stator auftretenden Verluste bestehen aus den Wirbelstromverlusten im Statoreisen und Proximity- und Skin-Effekt-Verlusten in den Spulen. Im Rotor entstehen Wirbelströme vor allem in der leitfähigen Ummantelung und in geringerer Masse in den Magneten. Um diese Verluste abschätzen zu können muss wiederum das durch die Spulenströme erzeugte Magnetfeld bekannt sein.

Da die Eindringtiefen bei den relevanten Frequenzen im Millimeterbereich liegen und damit bereits deutlich kleiner sind als die Dimensionen des Motors, müssen die Feldrückwirkungen der Wirbelströme berücksichtigt werden. Diese bewirken eine Verdrängung des Felds bei hohen Frequenzen, womit die Wirbelstromverluste nicht mehr quadratisch von der Frequenz abhängen. Die Stromrippelverluste

$$P_{V,\text{ripple}} = \sum_n K_{\text{harm}}(f_n) \cdot i_n^2 \quad (6.26)$$

werden deshalb über den frequenzabhängigen harmonischen Einflussfaktor $K_{\text{harm}}(f)$ und dem Quadrat der harmonischen Anteile der Phasenströme i_n berechnet. Um die Stromrippelverluste für beliebige Eingangsströme zu bestimmen, muss $K_{\text{harm}}(f)$ bestimmt werden.

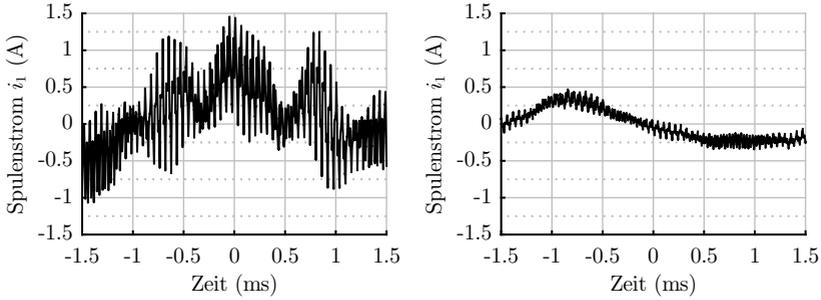
Von Schwager u. a. [69] wurde für einen konventionell gelagerten Hochgeschwindigkeitsmotor das Magnetfeld inklusive der von den Wirbelströ-

men erzeugten Feldrückwirkung zweidimensional analytisch berechnet. Mithilfe der Maxwell-Gleichungen sowie einer erweiterten Version der Steinmetz-Formeln wurden dann die vom Stromrippel verursachten Verluste berechnet. Die überwiegenden Stromrippelverluste traten hier im Rotor auf, was jedoch auf das in [69] verwendete verlustarme SMC Statormaterial und die Spulen aus Litzdraht zurückgeführt werden kann. Die zweidimensionale Analyse ist bei Langläufermotoren üblich, führt aber bei Scheibenläufermotoren bekanntlich nicht zu belastbaren Ergebnissen.

Von Yamazaki u. a. [70, 71] wurde eine Methode vorgestellt, die Wirbelstromverluste in leitfähigen Materialien sowie die Eisenverluste von geblechtem Statormaterial direkt in einer transienten 3D-FEM Simulation zu ermitteln. Dabei wurden für jedes finite Element die Verluste aus dem Feldverlauf ermittelt. Der Verlauf der Eingangsspannung inklusive der PWM wurde analytisch ermittelt und als Eingangssignal in die 3D-Simulation gespeist. Hiermit wurde ein Segment einer permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM) simuliert. Es zeigte sich sowohl in den Rotormagneten als auch im Statoreisen ein grosser Verlustanteil welcher auf den Stromrippel zurückzuführen ist. Der Nachteil dieser Methode ist der hohe Aufwand zur Erstellung der Simulation wie auch der Rechenaufwand. Von Yamazaki wird für einen Simulationslauf eine Rechendauer auf einem Standardrechner von über 50 Tagen berichtet.

Eine Methode zum Messen der Stromrippelverluste wird von Bradley u. a. vorgestellt [72]. Dabei wird der Versorgungsspannung des Motors eine sinusförmige Spannung höherer Frequenz überlagert und der Effekt auf die Verluste gemessen. Durch Variation der überlagerten Frequenz kann der frequenzabhängige harmonische Einflussfaktor und damit für beliebige Eingangsspannungen die Stromrippelverlustleistung ermittelt werden. Die Messung des harmonischen Einflussfaktors muss für jeden Motor individuell erfolgen und erfordert hohen messtechnischen Aufwand.

In dieser Arbeit wird ein kombinierter Ansatz aus Messung und Simulation zur Ermittlung der Stromrippelverluste verfolgt. Zunächst wird dem Motor in jeder Phase eine Filterinduktivität vorgeschaltet, welche um ein Vielfaches grösser ist als die Motorinduktivität. Dadurch werden die Stromrippelamplitude und die Stromrippelverluste stark reduziert. Am Eingang des Inverters werden die Verluste und in einer Motorphase die Phasenströme gemessen. In Abb. 6.6 ist der Phasenstrom ohne Filter (links) und mit Filter (rechts) dargestellt. Die Amplitude des Stromrippels wird durch das Filter etwa um den Faktor 6 reduziert. In Abb. 6.7



(a) ohne vorgeschaltete Induktivitäten (b) mit vorgeschalteten Induktivitäten

Abbildung 6.6: Gemessene Spulenströme des Prototypen S10.1–P1 bei $n = 20\,000$ U/min (a) ohne und (b) mit Filterinduktivitäten. Mit Filter war die gemessene Leistungsaufnahme des Gesamtsystems im Vergleich zur Messung ohne Filter um 24 W reduziert.

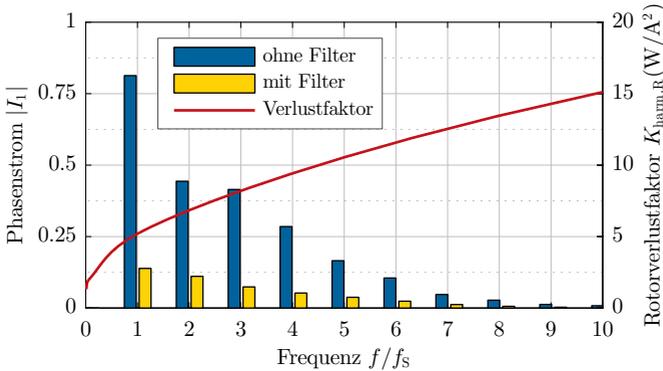


Abbildung 6.7: FFT-Analyse des am Prototypen S10.1–P1 bei 20 000 U/min gemessenen Spulenstroms mit und ohne Filterinduktivität zusammen dargestellt mit dem Verlustfaktor der Rotorverluste. Dieser frequenzabhängige Faktor gibt die Wirbelstromverluste der jeweiligen harmonischen Anteile des Spulenstroms an und wurde mittels 2D-FEM simuliert.

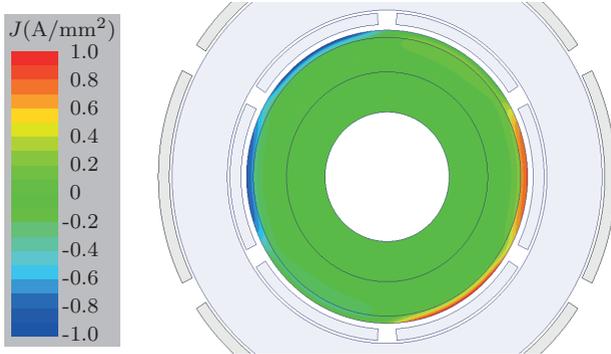


Abbildung 6.8: 2D-Simulation der Wirbelstromdichte im Rotor des Motors S10.1-P1 bei sinusförmigen Spulenströmen mit 1 A Amplitude und einer Frequenz von 17.52 kHz.

ist die FFT-Analyse dieser Strommesswerte für beide Messungen dargestellt. Bei Verwendung des Filters wurde eine um 24 W reduzierte Verlustleistung gemessen. Um zu bestätigen, dass die verbleibenden Stromrippelverluste mit Filter zu vernachlässigen sind, wird der harmonische Einflussfaktor näherungsweise bestimmt.

Hierfür werden in einer 2D-Simulation die frequenzabhängigen Wirbelstromverluste im Rotor simuliert. Da für die Felder im Rotor die axial auftretenden Randeffekte nicht so stark sind wie in den Spulen und die Wirbelstromverluste im Material des Rotors leichter berechnet werden können als im Blechpaket des Stators, ist die 2D-Simulation der Stromrippelverluste im Rotor mit geringem Aufwand möglich. Die Stromdichteverteilung im Rotor für eine der Schaltfrequenz von $f_S = 17.52$ kHz entsprechenden Frequenz und eine Amplitude von 1 A ist in Abbildung 6.8 dargestellt. Die überwiegenden Verluste treten im Rotormantel auf, da die Magnete durch den Skin-Effekt weitestgehend vor den hochfrequenten Magnetfeldern abgeschirmt werden. Nur bei geringeren Frequenzen treten auch in den Magneten signifikante Wirbelstromverluste auf. Der ermittelte harmonische Einflussfaktor der Rotorverluste $K_{\text{harm,R}}$ ist in Abbildung 6.7 dargestellt. Über Gl. 6.26 können dann die Rotorverluste ermittelt werden.

Für die gemessenen Phasenströme bei 20 000 U/min berechnen sich damit die Verluste im Rotor zu $P_{V,\text{ripple,R}} = 7.43$ W ohne Filter und

$P_{V,\text{ripple,R}} = 0.28 \text{ W}$ mit Filter. Die Filterinduktivitäten reduzieren somit die Stromrippelverluste auf 3.6%. Es wird angenommen dass sich die Stromrippelverluste im Stator ebenso verhalten.

Da die verbleibenden Stromrippelverluste bei Verwendung der Filterinduktivitäten so gering sind, werden diese bei der Messung der Stromrippelverluste im Folgenden vernachlässigt. Dadurch können die Stromrippelverluste vereinfacht aus der Differenz der Eingangsleistung des Motors im Experiment mit und ohne Filter ermittelt werden. Für die Prototypen S10.1–P1, S10.2 und S16 wurden so die Stromrippelverluste ermittelt. Für den Motor S10.1–P2 wurde die Messung des einpolpaarigen Rotors S10.1–P1 verwendet, da beide Prototypen den gleichen Stator und identische Rotorgeometrie aufweisen. Die Ergebnisse werden in Abschnitt 6.7 zusammenfassend präsentiert.

Die Messungen haben ergeben, dass die Stromrippelverluste einen signifikanten Teil zu den Gesamtverlusten beitragen. Neben den Luftreibungsverlusten sind dies die einzigen Verluste, welche auch im Rotor entstehen. Die Erwärmung des Rotors ist bei Lüfteranwendungen kaum von Bedeutung, kann aber bei Anwendungen mit schlechter Rotorkühlung – z. B. im Vakuum – zu Problemen führen. Mittels verbesserter Invertertechnologie (höhere Schaltfrequenzen) oder durch Verwendung von Ausgangsfiltern am Inverter, sowie durch Pulsamplitudenmodulation oder Multilevel-Inverter, können diese Verluste reduziert werden.

Zusätzlich hat sich in den Versuchen gezeigt, dass leitfähige Gehäuseteile in Spulennähe, wie z. B. Klemmen zur Befestigung des Stators oder eine Abdeckplatte oberhalb der Spulen, die Verluste des Motors erhöhen. Da diese Teile weit vom Rotorfeld entfernt sind, sich jedoch nahe an den Statorspulen befinden, ist davon auszugehen dass die Verluste in diesen Bauteilen durch den Stromrippel verursacht werden. Darum ist bei der Konstruktion des Motors darauf zu achten, notwendige leitfähige Teile möglichst weit von den Statorspulen entfernt zu platzieren und aus schlecht leitfähigem Material zu fertigen.

Weiterhin wurden bei Verwendung der Filterinduktivitäten deutlich geringere Störungen der Positionssensoren bei hohen Drehzahlen beobachtet. Daraus ist zu schliessen, dass der Stromrippel die Hauptursache des Sensorrauschens darstellt.

6.4 Kupferverluste zufolge der Spulenstromgrundschiwingung

In den Spulen entstehen durch die Antriebs- und Lagerströme ohmsche Verluste

$$P_{V,Cu} = m \cdot RI^2, \quad (6.27)$$

wobei R der DC- bzw. Niederfrequenz-Widerstand einer Phase und I der Effektivwert des Phasenstromes ist. Geht man davon aus das die Lagerströme vernachlässigbar sind, was bei entsprechender Lageregelung auch gegeben ist, muss nur der Antriebsstrom

$$I_{drv} = \frac{M}{k_M} = \frac{1}{\omega k_M} (P_{mech} + P_{V,Fe} + P_{V,Cu,ed} + P_{V,Luft}) \quad (6.28)$$

betrachtet werden. Dieser berechnet sich aus dem auf den Rotor wirkende Drehmoment, welches durch die abgegebene mechanische Leistung P_{mech} und die durch die Rotordrehung verursachten Eisen-, Wirbelstrom- und Luftreibungsverluste erzeugt wird.

Diese Stromgrundschiwingungs-Kupferverluste sind bei den hier vorgestellten Prototypen sehr gering und im Leerlauf vernachlässigbar. Sie werden deshalb bei der Untersuchung der Leerlaufverluste nicht gezeigt. Da die Verluste quadratisch von der Last abhängen werden sie erst im Anwendungsfall relevant.

6.5 Luftreibungsverluste

Zusätzlich zu den elektrischen Verlusten entstehen am Rotor und im Luftspalt Luftreibungsverluste bedingt durch die Relativgeschwindigkeit der Rotoroberfläche gegenüber der Kammerwand. Diese Verluste sind bei kleinen Drehzahlen sehr gering, jedoch steigen sie stärker als jeder andere Verlustanteil mit der Drehzahl und sind besonders bei schnell drehenden Rotoren relevant.

Zur Berechnung der Luftreibungsverluste muss unterschieden werden zwischen den Verlusten im Luftspalt, an den Deckflächen, sowie an der Innenseite des Rotorrings. Da in den relevanten Drehzahlbereichen turbulente Strömungsverhältnisse vorherrschen, ist eine exakte analytische

Berechnung bislang nicht möglich, weshalb auf empirisch ermittelte Korrelationen für die Reibkoeffizienten zurückgegriffen wird. Von Borisavljevic [73] werden verschiedene Modelle für die Reibung an umkapselten rotierenden Scheiben und Zylindern vorgestellt, welche relativ ähnliche Ergebnisse liefern. Besonders bekannt ist das Modell von Bilgen und Bolous [74] für die äussere Mantelfläche des Rotors. Die Messwerte der Luftreibung lagen jedoch für die beiden Prototypen S10.1 und S16 jeweils um gut 100% über den mit diesem Modell berechneten Werten. Dies ist damit zu begründen, dass hier die Luftreibung an den Deckflächen und der Innenseite des Rotorrings nicht berücksichtigt wird.

Ein Modell für eine in einem Zylinder rotierende Scheibe wird in [32] vorgestellt, welches neben den Luftspaltverlusten auch die Verluste der Deckflächen der Scheibe berechnet. Dieses lässt sich leicht an ringförmige Rotoren anpassen, indem man die Verluste der in der Mitte nicht vorhandenen Deckflächen abzieht. Dabei wird allerdings die innere Zylinderfläche des Rings nicht berücksichtigt. Trotzdem zeigt dieses Modell um 65% bzw. 45% grössere Werte als an den Prototypen S10.1 und S16 gemessen wurden.

Die schlechte Übereinstimmung der untersuchten Modelle mit den Messwerten, die Vielfalt an unterschiedlichen Modellen und die Tatsache, dass alle verfügbaren Modelle auf empirischen Untersuchungen beruhen, welche stark von den gegebenen Randbedingungen abhängen, stellt die Sinnhaftigkeit einer analytischen Untersuchung der Luftreibungsverluste stark in Frage. Zudem ist diese Untersuchung nur für den Motor ohne anwendungsspezifische Anbauten an den Rotor – z. B. Flügelräder – gültig und wird damit im Anwendungsfall obsolet.

Da die Luftreibungsverluste in dieser Arbeit für Messung der Gesamtverluste der Prototypen im lastfreien Betrieb wichtig sind, wurden diese in einem einfachen Versuch an den beiden Prototypen S10.1 und S16 gemessen. Dazu wurde der Innenraum der Prototypen jeweils mittels zweier Platten oben und unten verschlossen und mit einer Vakuumpumpe evakuiert. Der verbleibende Restdruck betrug etwa 0.05 bar, womit die Luftreibungsverluste nahezu eliminiert wurden. Die Differenzen der gemessenen Eingangsleistung mit und ohne Vakuum ergab dann – unter Berücksichtigung der lastabhängigen Umrichter- und Stromgrundschwungsverluste – die Luftreibungsverluste. Für den Prototypen S10.1 wurden bei Maximaldrehzahl Luftreibungsverluste von 19 W gemessen, beim S16 31 W, was bereits einen signifikanten Anteil an den Gesamtverlusten

ergibt. Es ist davon auszugehen, dass diese Verluste im Anwendungsfall – v. a. bei Lüftern – deutlich grösser sind und damit zum grössten Verlustanteil werden. Hingegen tragen sie nicht direkt zur Erwärmung des Stators bei und sind aufgrund der guten Rotorkühlung im Lüfter nicht kritisch.

6.6 Umrichterverluste

Da der Leistungsbezug des Motors mit Vorteil am Eingang des Inverters gemessen wird, ist es für die Messung der reinen Motorverluste notwendig, dass die im Inverter anfallenden Verluste bekannt sind. Diese setzen sich zusammen aus den lastabhängigen Durchlass- und Schaltverlusten der Leistungselektronik, sowie dem konstanten Leistungsbezug zum Betrieb des Umrichters. Die Umrichterverluste¹

$$P_{V,ctrl} = P_{V,ctrl,0} + \chi_{ctrl} \cdot P_{out,ctrl} \quad (6.29)$$

werden modelliert mit dem konstanten Leistungsbezug $P_{V,ctrl,0}$ und einem linear von der Ausgangsleistung $P_{out,ctrl}$ des Umrichters abhängigen Anteil. Hierfür wird der Verlustleistungskoeffizient χ_{ctrl} eingeführt.

Für den verwendeten Umrichter² wurde im Betrieb mit dem Prototypen S16 der konstante Leistungsbezug $P_{V,ctrl,0} = 22 \text{ W}$ und der Verlustleistungskoeffizient $\chi_{ctrl} = 8 \%$ bestimmt. Die Umrichterverluste wurden aus der Differenz der eingangsseitig mit einem Wattmeter und ausgangseitig mit einem Oszilloskop gemessenen Leistung ermittelt.

6.7 Vergleich und Messung der Leerlaufverluste der Prototypen

Im folgenden Abschnitt werden die Verluste am Beispiel von vier verschiedenen Prototypen betrachtet. Die Mess- und Analyseergebnisse werden verglichen, der Einfluss von Polpaarzahl, Wicklungskonzept und Geometrie analysiert und Möglichkeiten zur Reduktion der Verluste aufgezeigt.

¹Der Index *ctrl* bezieht sich auf den Umrichter und nicht auf die Regelung.

²Umrichter „LPC-2000“ der Firma *Levitronix*

Zum einen werden zwei einpolpaarige Prototypen – S10.1–P1 und S10.2 – untersucht, wobei letzterer einen höheren Rotor- und Statoraufbau, dünnere Magnete und geringere Windungszahl im Vergleich zur Variante S10.1 besitzt. Ausserdem werden die Verluste zweier zweipolpaariger Varianten – S10.1–P2 und S16 – vorgestellt. Der S16 besitzt im Gegensatz zu allen anderen Prototypen ein getrenntes Wicklungskonzept mit 2x18 statt sechs kombinierten Spulen und zudem einen deutlich grösseren Rotor.

Die Variante S10.1–P2 mit sechs kombinierten Spulen und zweipolpaarigem Rotor weist ein sehr geringe aktive Lagersteifigkeit auf und ist deshalb für reale Anwendungen nicht geeignet. Sie wird hier analysiert um den Einfluss der Polpaarzahl auf die Verluste ohne Veränderung des Stators zu betrachten.

6.7.1 Gesamtverluste der Prototypen

In Abbildung 6.9 sind die Messwerte und die Aufteilung der Verluste aller vier untersuchten Prototypen im Leerlaufbetrieb dargestellt. Die Gesamtverluste des Systems, inklusive der Verluste des Umrichters, wurden mit einem Wattmeter direkt an der Spannungsversorgung des Umrichters gemessen. Die Hysteres- und Eisenverluste wurden unter Berücksichtigung der rotierenden Feldanteile im Stator wie in Abschnitt 6.1 unter Verwendung von FEM-Simulationen analytisch ermittelt. Eine direkte Messung dieser Verluste am Motor ist nicht möglich. Ebenso wurden die Wirbelstromverluste in den Spulen nur analytisch ermittelt.

Die Stromrippelverluste wurden für die Prototypen S10.1–P1, S10.2 und S16 experimentell ermittelt. Für den Prototyp S10.1–P2 wird angenommen, dass aufgrund der identischen Geometrie die Stromrippelverluste gleich denen des S10.1–P1 sind.

Ebenso wurden die Luftreibungsverluste im Experiment unter Vakuum für die Prototypen S10.1–P1 und S16 gemessen. Da diese Verluste nur von der Rotorgeometrie abhängen, sind sie für den S10.1–P1 und S10.1–P2 identisch. Für den S10.2 wurden sie über die grössere Rotorfläche aus den Messwerten des S10.1–P1 hochgerechnet.

Die resistiven Kupferverluste werden in den Leerlaufversuchen nicht dargestellt, da diese hier nur einen Bruchteil der Gesamtverluste ausmachen.

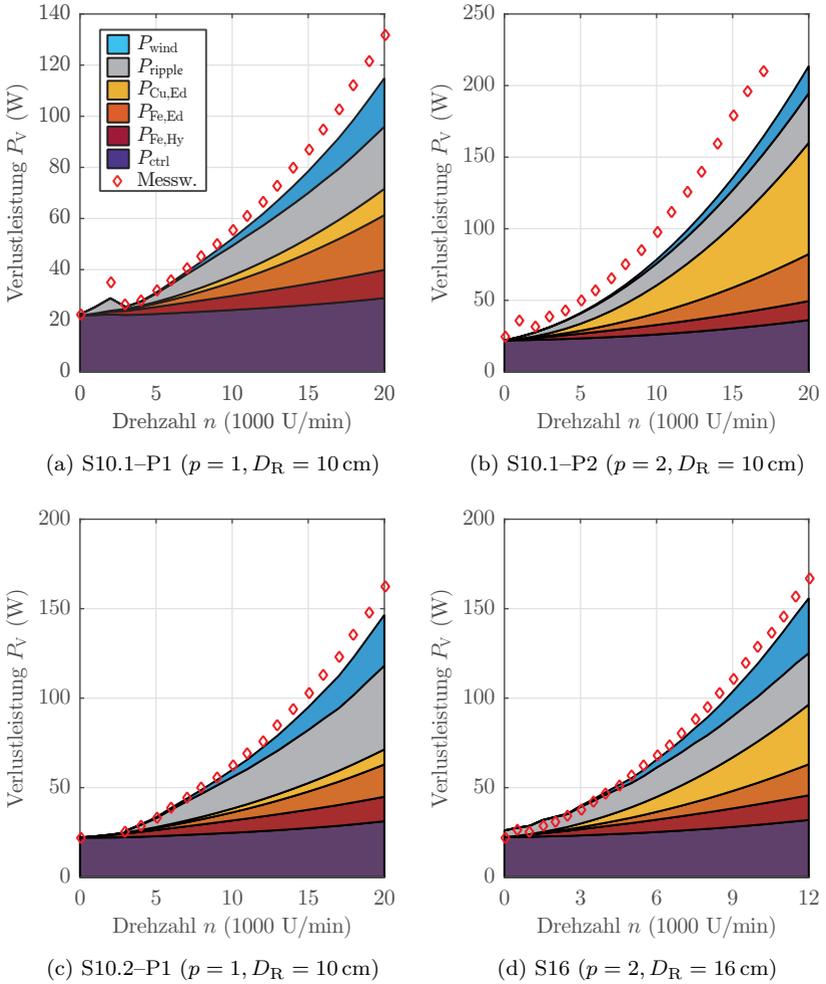


Abbildung 6.9: Messwerte der Eingangsleistung am Umrichter im lastfreien Betrieb (Rauten) und Vergleich mit den Ergebnissen der Verlustanalyse. Die Eisenverluste ($P_{\text{Fe,Hy}}$ und $P_{\text{Fe,Ed}}$) und die Wirbelstromverluste in den Spulen ($P_{\text{Cu,Ed}}$) sind berechnet, die Luftreibungs- und Stromrippel- und Umrichterverluste (P_{wind} , P_{ripple} und P_{ctrl}) wurden gemessen. Es zeigt sich für alle Prototypen eine gute Übereinstimmung der Messwerte mit der Analyse. Für den Prototypen S10.1-P2 wurden die Messwerte der Stromrippelverluste des S10.1-P1 verwendet, was die hier auftretende Abweichung erklären kann.

Die Analyseergebnisse sind in Abbildung 6.9 zusammenfassend dargestellt. Es zeigt sich, dass zwischen den gemessenen Gesamtverlusten und der Summe der Verlustanteile nur eine geringe Abweichung besteht. Diese kann mit abweichenden Materialeigenschaften und einer nicht idealen Magnetisierung der Rotormagnete begründet werden. Die grösste Abweichung tritt beim Prototyp S10.1–P2 auf und ist vermutlich darauf zurückzuführen, dass die Stromrippelverluste hier nicht gemessen sondern näherungsweise vom S10.1–P1 übernommen wurden. Weiterhin wurden Verluste, die auf das Magnetlager zurückzuführen sind, nicht berücksichtigt, da die vom Magnetlager erzeugten Magnetfelder verglichen mit dem Permanentmagnetfeld sehr schwach sind und auch die Frequenzen deutlich geringer sind als die Schaltfrequenz.

Insgesamt kann davon ausgegangen werden, dass alle wesentlichen Verlustmechanismen mit den vorgestellten Methoden ausreichend genau analysiert sind. Damit ist es möglich, die Verluste der Prototypen untereinander zu vergleichen und Massnahmen zur Reduktion der Verluste abzuleiten.

6.7.2 Vergleich der Verluste

In Abbildung 6.10 sind die gemessenen Motorverluste ohne die Umrichterverluste der vier Prototypen dargestellt. Die beiden zweipolpaarigen Motoren weisen deutlich grössere Verluste auf als die einpolpaarigen Rotoren, was aufgrund der doppelten elektrischen Frequenz auch zu erwarten ist. Die Polpaarzahl stellt damit den grössten Einflussfaktor auf die Verluste dar. Dass der Prototyp S16 die grössten Leerlaufverluste zeigt liegt an seinem um 60 % grösseren Rotor. Weniger eindeutig ist der Unterschied zwischen den beiden einpolpaarigen Motoren S10.1–P1 und S10.2. Der S10.2 besitzt etwa 10 % weniger Magnetmaterial, dafür einen höheren Stator und damit mehr Eisenvolumen. Die Hauptursache für die grösseren Verluste liegt wohl in der geringeren Windungszahl begründet, welche grössere Stromrippelverluste bedingt.

Die relativen Anteile der Stromrippel-, Hysterese-, Wirbelstrom- und Luftreibungsverluste zeigt Abbildung 6.11. Die Wirbelstromverluste in den Spulen stellen bei beiden einpolpaarigen Maschinen (links dargestellt) mit etwa 10 % den kleinsten Anteil an den Gesamtverlusten, bei den zweipolpaarigen Motoren mit 27 % bzw. 44 % dagegen den grössten Anteil. Haupteinflussfaktoren sind hier die Frequenz des Luftspaltfeldes

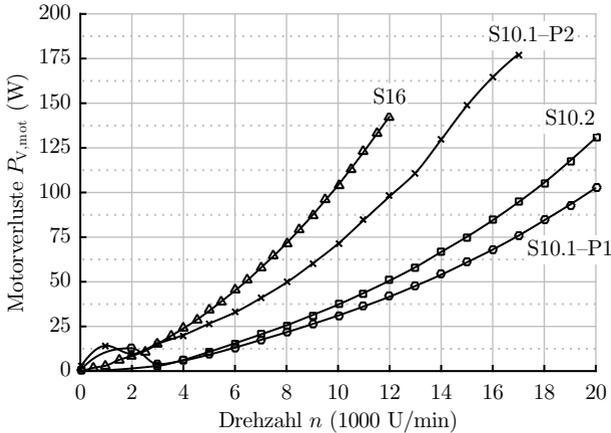


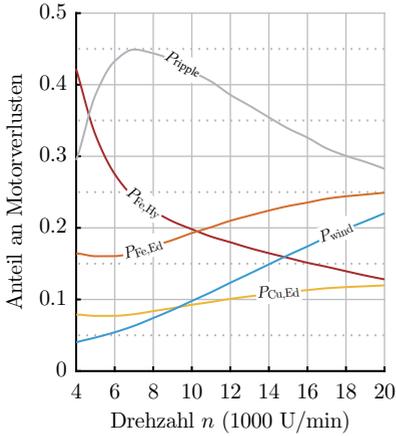
Abbildung 6.10: Vergleich der Motorverluste der vier untersuchten Prototypen im Leerlauf.

und dessen Oberwellen. Beim S10.1–P2 steigen die Wirbelstromverluste in den Spulen um den Faktor 7.5 im Vergleich zur einpolpaarigen Variante.

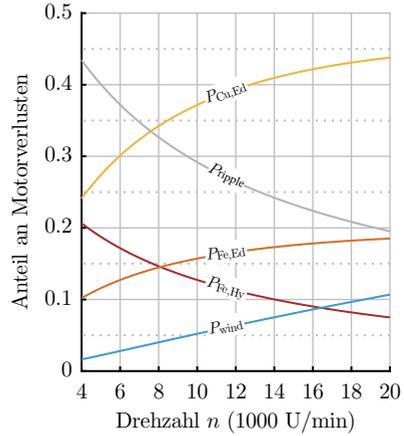
Aufgrund der besonders starken Sättigung des Eisens im S10.1–P1 sind hier die Hysterese- und Wirbelstromverluste vergleichsweise gross und stellen in Summe den grössten Verlustanteil. Die Polpaarzahl hat bei den Eisenverlusten einen etwas geringen Einfluss. Zwar steigt die Frequenz des Feldes mit den Polpaaren, die Feldstärke im Stator wird jedoch – bei gleicher Geometrie – aufgrund des geringeren Magnetvolumens pro Pol deutlich reduziert. Beide Effekte heben sich teilweise auf. Damit sind die Eisenverluste im S10.2–P2 nur um 42 % grösser gegenüber dem S10.1–P1. Vergleicht man die Eisenverluste der beiden Statorvarianten S10.1 und S10.2 stellt man fest, dass trotz des deutlich grösseren Eisenvolumens die Verluste des S10.2 leicht geringer sind. Dies ist auf das ebenso leicht geringere Magnetvolumen zurückzuführen.

Bei allen Prototypen sind bei Maximaldrehzahl die Wirbelstromverluste bereits grösser als die Hystereseverluste. Damit ist die Verwendung der 0.35 mm Blechung des Statormaterials gerechtfertigt.

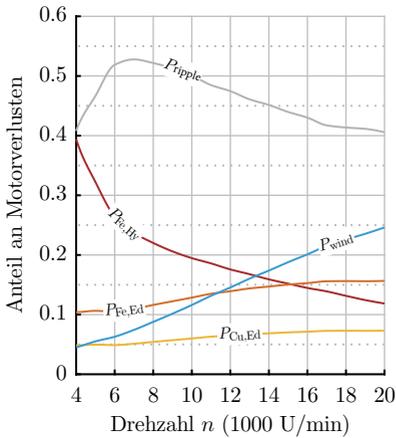
Die Stromrippelverluste überwiegen in allen Prototypen vor allem bei



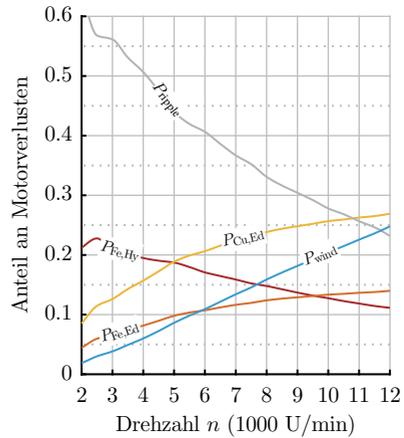
(a) S10.1-P1 ($p = 1, D_R = 10$ cm)



(b) S10.1-P2 ($p = 2, D_R = 10$ cm)



(c) S10.2 ($p = 1, D_R = 10$ cm)



(d) S16 ($p = 2, D_R = 16$ cm)

Abbildung 6.11: Anteile der einzelnen Verlustkomponenten bezogen auf die Gesamtverluste des Motors für alle vier analysierten Prototypen.

kleinen Drehzahlen und stellen bei Maximaldrehzahl noch 20 % bis 40 % der Gesamtverluste. Dass bei der Motorvariante mit hohem Stator S10.2 diese Verluste so gross sind, ist mit der hier verwendeten geringen Windungszahl zu begründen. Dadurch ist die Induktivität gering und der Stromrippel demzufolge besonders gross.

Allen Prototypen gemein ist der stetig mit der Drehzahl steigende Anteil an Luftreibungsverlusten. Da diese Verluste nahezu kubisch von der Drehzahl abhängen steigen sie stärker als jeder andere Verlustanteil.

6.7.3 Lastabhängigkeit der Verluste

Für die Beurteilung des Wirkungsgrades und der Wärmeentwicklung des Motors im Anwendungsfall ist besonders die Lastabhängigkeit der Verluste interessant. Bislang wurden lediglich die Stromgrundschwingungsverluste in den Spulen sowie die Verluste im Umrichter als lastabhängig identifiziert. Um dies zu überprüfen wurde in einem Versuch der Motor im Betrieb kontaktfrei mit einem Lastmoment beaufschlagt, ohne das Magnetlager signifikant zu beeinträchtigen.

Hierfür wurde eine Wirbelstrombremse³ konstruiert, wie sie in Abbildung 6.12 dargestellt ist. In die Mitte des Rotors des Prototypen S10.2–P1 wurden ein diametral magnetisierter Permanentmagnet und ein zusätzlicher Rückschluss eingebracht. Damit wurde ein zusätzlicher Luftspalt geschaffen, ohne das zum Betrieb des Motors verwendete Magnetfeld zu beeinträchtigen. Wird nun in den inneren Luftspalt ein Kupferring eingeführt, entstehen durch die Drehung des Rotors Wirbelströme in diesem Verlustmedium und ein Gegenmoment wirkt auf den Rotor. Das Verlustmedium ist über einen Kupferblock mit Kühlkörpern zur Abfuhr der Verlustleistung an ein Drehmomentmessgerät gekoppelt. Das Lastmoment kann über die Eindringtiefe des Verlustmediums in den Luftspalt eingestellt und über das Drehmomentmessgerät direkt abgelesen werden. Eventuell entstehende Luftreibungsverluste im inneren Luftspalt wirken auch auf die Wirbelstrombremse und haben dadurch kaum Einfluss auf die Messung.

Zur Messung der Lastabhängigkeit der Motoreingangsleistung wurden für fünf verschiedene Eindringtiefen und Drehzahlen bis 18 000 U/min

³H. Sjökvist, "Kontaktfreie Drehmomentmessung am lagerlosen Motor", *Semesterarbeit*, ETH Zürich, Juni 2014.

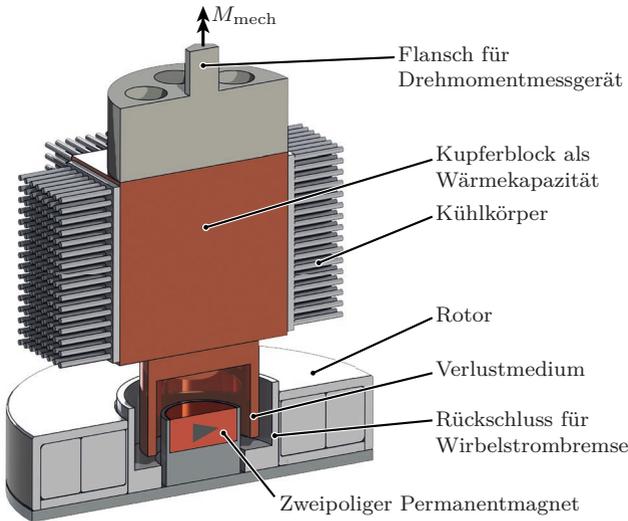


Abbildung 6.12: Schnittdarstellung der Messeinrichtung zur kontaktfreien Erzeugung und Messung eines Lastmoments am lagerlosen Scheibenläufermotor. In der Mitte des Rotors des Prototypen S10.P1 wird ein Permanentmagnet montiert, welcher bei Rotation Wirbelströme in einem stillstehenden Kupferring erzeugt, welcher über eine Kühleinrichtung mit einem Drehmomentmessgerät verbunden ist.

die Ein- und Ausgangsleistung gemessen. In Abbildung 6.13a ist die Gesamtverlustleistung des Systems inklusive der Umrichterverluste dargestellt, welche sich aus der Differenz der elektrischen Eingangsleistung am Umrichter und der mechanischen Ausgangsleistung an der Wirbelstrombremse berechnet. Es zeigt sich ein leichter, relativ linearer Anstieg der Verluste mit der Belastung des Motors.

Zieht man die über Gl. 6.29 berechneten Umrichterverluste sowie die über die während des Versuchs über die Spulenströme gemessenen Kupferverluste ab, ergeben sich die um die lastabhängigen Verluste bereinigten Motorverluste. Diese sind in Abbildung 6.13b dargestellt. Vor allem bei den interessierenden hohen Drehzahlen ist keine Lastabhängigkeit dieser Verluste feststellbar. Dies lässt die Schlussfolgerung zu, dass die Berechnung der Kupfer- und Umrichterverluste zutreffend ist und keine weiteren Abhängigkeiten vom Lastmoment bestehen. Ausserdem kann

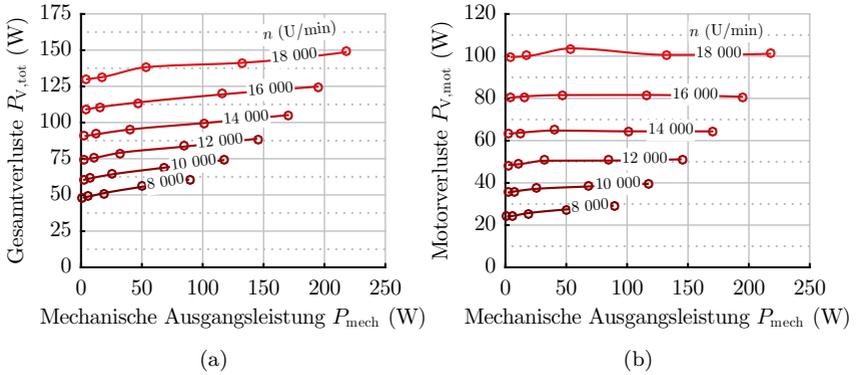


Abbildung 6.13: Gemessene Verlustleistungen in Abhängigkeit der über die Wirbelstrombremse abgeführten mechanischen Ausgangsleistung. In (a) sind die Gesamtverluste des Systems inklusive Umrichter als Differenz der gemessenen elektrischen Eingangsleistung und der mechanischen Ausgangsleistung dargestellt. In (b) ist die Motorverlustleistung um die lastabhängigen Kupfer- und Umrichterverluste bereinigt, welche über die Spulenströme bzw. die Gesamtleistung berechnet wurden.

von den im lastfreien Betrieb ermittelten Verlusten leicht auf beliebige Betriebszustände im Anwendungsfall hochgerechnet werden.

6.7.4 Zusammenfassung

Für den nutzenlosen lagerlosen Motor wurde eine umfassende Analyse der Verluste sowie deren Zusammensetzung und Verlustmechanismen vorgestellt und an vier Motoren unterschiedlicher Geometrie und Polpaarzahl demonstriert.

Es hat sich gezeigt, dass vor allem die Polpaarzahl aufgrund der Verdopplung der Frequenz einen grossen Einfluss auf die Verluste hat. Neben den oftmals als alleinigen Verlustanteil betrachteten Eisenverlusten entstehen im nutzenlosen Motor auch Wirbelstromverluste in den Spulen. Diese sind vor allem bei mehrpolpaarigen Rotoren relevant. Sie können durch die Verwendung von Litzdraht vermieden werden, womit allerdings die lastabhängigen Grundschwingungskupferverluste steigen. Damit ist bei gegebener Drehzahl und Last eine anwendungsbezogene Optimierung möglich.

Als weiterer wichtiger Verlustanteil haben sich die Stromrippelverluste herausgestellt. Diese können durch Verwendung von Ausgangsfiltern am Umrichter oder durch verbesserte Umrichtertechnologie reduziert werden. Bei der Auslegung des Motors sollte auf eine möglichst grosse Windungszahl geachtet werden, um eine hohe Induktivität und damit einen geringen Stromrippel zu erhalten.

Obwohl die Analyse der Leerlaufverluste ohne Flügelrad oder sonstige Anbauten an den Rotor erfolgten, traten aufgrund der hohen Drehzahlen signifikante Luftreibungsverluste auf. Im Betrieb als Lüfter werden diese Verluste den Grossteil der Gesamtverluste ausmachen.

Kapitel 7

Der lagerlose Lüfter

Zum Abschluss dieser Arbeit soll die Leistungsfähigkeit der nutzenlosen Topologie am Anwendungsbeispiel eines lagerlosen Ventilators demonstriert werden. Hierfür wird der Prototyp S10 als Radialventilator und der Prototyp S16 als Axialventilator ausgeführt.

Ein Ventilator dient allgemein der Förderung eines Gases, wobei dem erzeugten Volumenstrom q_V eine Druckdifferenz

$$p_{tt} = p_{t,2} - p_{t,1} \quad (7.1)$$

zwischen Auslass (Index 2) und Einlass (Index 1) des Ventilators entgegengerichtet wird. Der sogenannte Totaldruck

$$p_t = p_s + p_{\text{dyn}} = p_s + \frac{\rho}{2} v^2 \quad (7.2)$$

entspricht dabei dem Druck, welcher sich einstellt, wenn das Gas bis zum Stillstand abgebremst würde. Er setzt sich zusammen aus dem statischen Druck p_s und dem dynamischen Druck p_{dyn} . Bei geringen Druckänderungen (als Faustregel gilt $\frac{p_{t,2}}{p_{t,1}} < 1.3$) kann die Kompression des Gases vernachlässigt werden und die Volumenströme an Einlass und Auslass $q_{V,1} \approx q_{V,2}$ sind nahezu identisch [75]. Der Ventilator verrichtet dann am Fluid die Leistung

$$P_{\text{fluid}} = p_{tt} \cdot q_V. \quad (7.3)$$

Die Notwendigkeit für hohe Drehzahlen folgt direkt aus den strömungsmechanischen Modellgesetzen, welche bei Ähnlichkeit von Geometrie und Kinematik zweier Maschinen die Abhängigkeit der Kennzahlen von Dreh-

zahl n und Durchmesser D des Laufrades beschreiben [75]:

$$q_V \propto D^3 n = Au \quad \text{Volumenstrom} \quad (7.4)$$

$$p_{tt} \propto D^2 n^2 = u^2 \quad \text{Druckdifferenz} \quad (7.5)$$

$$P_{\text{fluid}} \propto D^5 n^3 = Au^3 \quad \text{Leistung.} \quad (7.6)$$

Der erzielbare Druck hängt quadratisch von der Umfangsgeschwindigkeit u des Laufrades ab, die Leistung gar kubisch. Für einen Axialventilator, bei welchem das Fluid den Rotor durchströmt, ist zudem ein grosser Innendurchmesser D des Rotors ausschlaggebend, da dieser mit der fünften Potenz in die Fluidleistung eingeht. Skaliert man einen Lüfter mit konstanter Umfangsgeschwindigkeit – welche bekanntlich durch die Festigkeit des Rotors begrenzt wird – so bleibt der Druck konstant und der Volumenstrom und die Leistung gehen linear mit der Laufradfläche A .

Der lagerlose Antrieb des Ventilators muss nicht nur das notwendige Drehmoment und die Drehzahl bereitstellen, sondern auch die auftretenden Axialkräfte aufnehmen können, welche durch die Druckdifferenz und die Beschleunigung des Fluides entstehen. Ausserdem können Vibrationen durch die Interaktion der Schaufeln des Laufrades mit den Schaufeln der Leitvorrichtung entstehen. Bei Radialventilatoren tritt zusätzlich eine Kraft in radialer Richtung auf das Laufrad auf, welche durch die lastabhängige Druckverteilung im Spiraldifusor erzeugt wird.

7.1 Axialventilator mit Motor S16

Der Prototyp S16 wurde so konstruiert, dass die Lauf- und Leiträder aus der Arbeit von C. Zingerli verwendet werden können [14]. Dies erlaubt den direkten Vergleich der Leistungsfähigkeit des nutzenlosen Motors mit dem homopolaren Magnetlagerkonzept für eine definierte Anwendung. Mit dem Homopolar-Magnetlager konnten Dauerdrehzahlen bis 6000 U/min erreicht werden, der nutzenlose Motor erreicht dagegen 12 000 U/min.

Abbildung 7.1 zeigt einen Querschnitt durch den Motor S16 in der Ausführung als Axialventilator; Abb. 7.2 zeigt Fotografien des Ventilators, geöffnet sowie montiert. Das Gehäuse, das Laufrad sowie die Leiträder (Ausführung *IGVROTOGV*) wurden der Arbeit von C. Zingerli entnom-

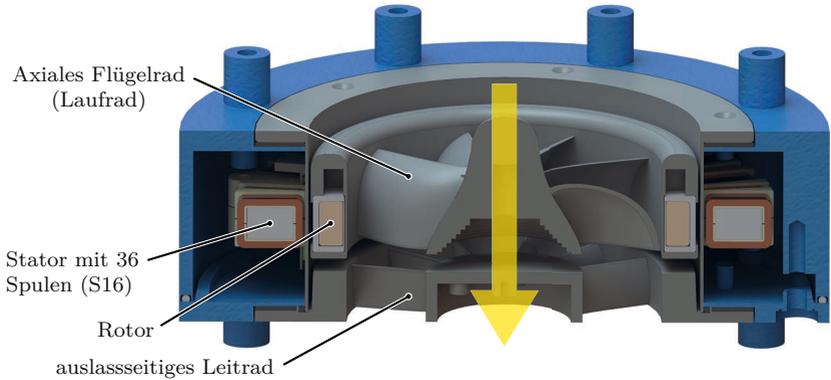


Abbildung 7.1: Schnittdarstellung des Axialventilators S16 mit auslassseitigem Leitrad.



Abbildung 7.2: Fotografie des Axialventilators mit Laufrad.

men. Die strömungsmechanische Auslegung ist dort detailliert beschrieben [14].

Auch der hier verwendete Prüfstand entstammt dieser Vorarbeit und ist in Abb. 7.3 schematisch dargestellt. Der Ventilator wird mit einlass- und auslassseitigen Leiträdern an PVC Rohre (Typ DN150) angeflanscht. Vor und nach dem Ventilator werden mittels einer L-förmigen Prandtlsonde der Totaldruck und der statische Druck gemessen. Daraus wird gemäss Gl. 7.2 die Strömungsgeschwindigkeit und über den Rohrrinnendurchmes-

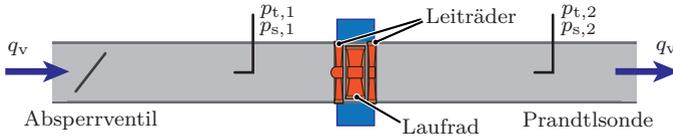


Abbildung 7.3: Schematische Darstellung des Ventilatorprüfstands mit Axialventilator.

ser der Volumenstrom q_V berechnet. Ein einlassseitiges Absperrventil ermöglicht die Veränderung des Strömungswiderstands des Prüfstands, womit die Kennlinie des Ventilators aufgenommen werden kann.

7.1.1 Messungen und Leistungsdaten

Für verschiedenen Drehzahlen wurden so die Druck-Durchfluss-Kennlinie sowie gleichzeitig die Leistungsaufnahme des Motors gemessen. Die Ergebnisse der Messungen sind in Abb. 7.4 dargestellt. Die Druck-Durchfluss-Kennlinie (Abb. 7.4(a)) zeigt den typischen Kennlinienverlauf eines Axialventilators, wobei die Einsattelung stark ausgeprägt ist. Diese Einsattelung rührt daher, dass bei geringen Strömungsgeschwindigkeiten die Strömung dem Flügel nicht mehr folgen kann und es zum Strömungsabriss kommt. Dies führt zur Reduktion des Druckes. Ein effizienter Betrieb des Axialventilators ist deshalb nur bei Strömungsgeschwindigkeiten oberhalb dieses Abreisspunktes möglich.

Vergleicht man die Kennlinien bei 6000 U/min und 12 000 U/min bestätigen sich die Modellgesetze (Gl. 7.5 und Gl. 7.6). Die Totaldruckdifferenz im optimalen Arbeitspunkt steigt von $p_{tt} = 297 \text{ Pa}$ auf $p_{tt} = 1277 \text{ Pa}$ um den Faktor vier, die maximale fluidische Ausgangsleistung wird von $P_{\text{fluid}} = 45 \text{ W}$ auf $P_{\text{fluid}} = 389 \text{ W}$ auf das Achtfache erhöht. Die Kennlinie bei 6000 U/min entspricht dabei den maximal mit dem Homopolar-Magnetlager erreichten Werten.

Der Wirkungsgrad des Ventilators von elektrischer Eingangsleistung zu hydraulischer Ausgangsleistung steigt mit zunehmender Drehzahl, da die Motorverluste weniger stark steigen als die Ausgangsleistung. Der maximal gemessene Wirkungsgrad beträgt 47.5 %.

Neben der Eingangsleistung des Motors wurde auch die des Umrichters gemessen. Hieraus ergibt sich der Wirkungsgrad des Umrichters, welcher

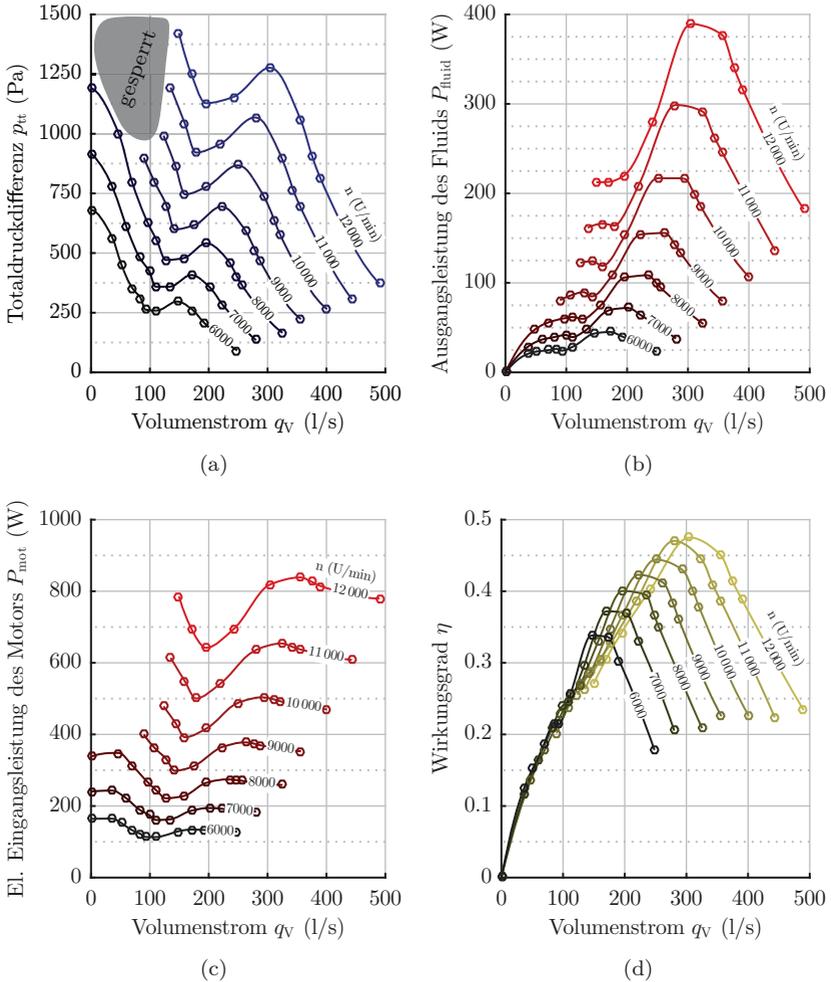


Abbildung 7.4: Druck-Durchflussdiagramm (a) und Gesamtwirkungsgrad von Eingangsleistung am Inverter zu fluidischer Ausgangsleistung (b) des lagerlosen Axiallüfters S16 für Drehzahlen von 6000 U/min bis 12000 U/min.

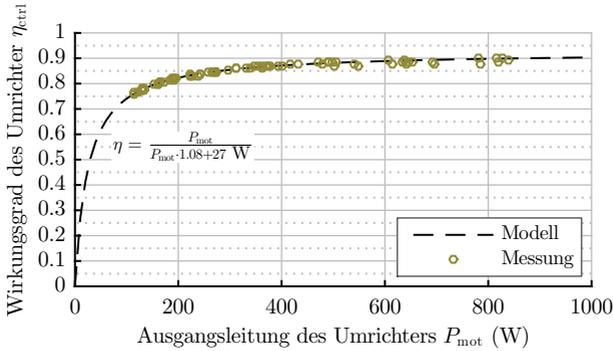


Abbildung 7.5: Wirkungsgrad des Umrichters bei Betrieb des Ventilators.

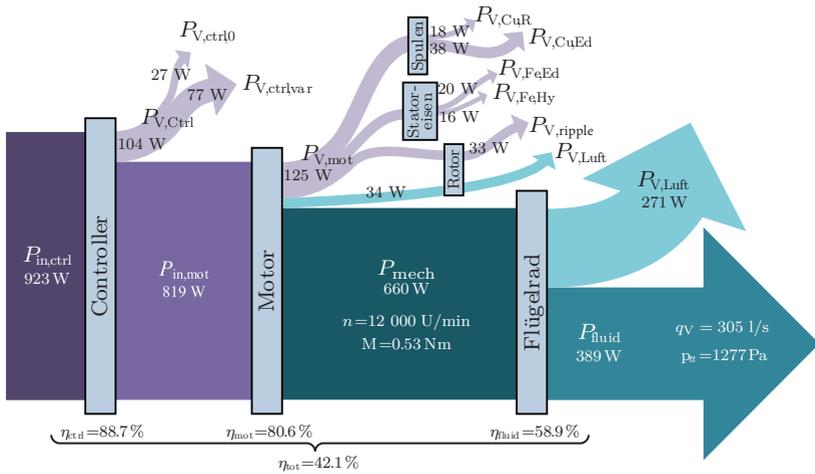


Abbildung 7.6: Leistungsflussdiagramm im Punkt der maximalen Effizienz des Axialventilators S16 bei 12 000 U/min.

in Abb. 7.5 dargestellt ist. Man erkennt, dass das in der Verlustanalyse angenommene Modell der Umrichterverluste (Gl. 6.29) auch bei höherer Belastung gut mit den Messungen übereinstimmt.

7.1.2 Aufteilung der Verluste im Ventilator

Anhand der Ergebnisse der Verlustanalyse und der Messungen der Leerlaufverluste des Motors aus Kapitel 6 kann die Aufteilung der Leistungen im Betrieb des Ventilators ermittelt werden. In Abb. 7.6 ist das Leistungsflussdiagramm des Ventilators bei 12 000 U/min für den effizientesten Arbeitspunkt dargestellt. Die Eingangs- und Ausgangsleistung des Umrichters wurde gemessen. Die Verlustleistung kann anhand des Modells (Gl. 6.29) in konstante und lastabhängige Umrichterverluste zerlegt werden. Die Verluste des Motors unter Last bestehen aus den Leerlaufverlusten plus zusätzlich 18 W Kupferverluste, welche sich aus den gemessenen Strömen unter Last berechnen.

Die grösste Einzelverlustleistung ist mit $P_{\text{Cu,ed}} = 38 \text{ W}$ den Wirbelströmen in den Spulen zuzuschreiben. Die Stromleitungsverluste in den Spulen sind auch im Lastfall noch vergleichsweise gering. Nimmt man grob an, dass der Einsatz von Litzdrähten in den Spulen den Widerstand verdoppeln und die Wirbelstromverluste in den Spulen vermeiden würde, könnten so die Verluste um 20 W reduziert werden.

Insgesamt fällt im Motor eine Verlustleistung von 159 W an. Die restlichen 660 W gibt der Motor als Drehmoment auf das Flügelrad ab. Abzüglich der gemessenen fluidischen Ausgangsleistung erhält man die Verlustleistung des Flügelrads. Der Motor hat in diesem Betriebspunkt einen Wirkungsgrad von $\eta_{\text{mot}} = 80.6 \%$; der Wirkungsgrad des Flügelrads beträgt $\eta_{\text{mot}} = 58.9 \%$.

In [14] werden die Leerlaufverluste des Motors mit Homopolar-Magnetlager bei einer Drehzahl von 6000 U/min mit $P_V = 143 \text{ W}$ angegeben. Die reinen Motorverluste des nutzenlosen Motors sind bei 12 000 U/min – also bei doppelter Drehzahl und unter Last – sogar noch geringer als die des Vergleichsmotors mit Zähnen, ohne Berücksichtigung der Luftreibungsverluste. Die nutzenlose Topologie erlaubt damit eine Verdoppelung der Drehzahl, ohne die Verluste im Motor zu erhöhen. Die Ausgangsleistung des Ventilators erhöht sich dadurch auf das Achtfache.

7.1.3 Axiale Belastung des Flügelrads

Eine Herausforderung schnell drehender lagerloser Ventilatoren ist die Belastung des Rotors durch hohe statische Axialkräfte sowie durch strömungsmechanisch instabile Betriebspunkte. So erfährt das Laufrad durch

die Druckdifferenz eine Axialkraft entgegen der Strömungsrichtung. Zudem kann es bei Strömungsabriss zur Anregung von Schwingungen kommen. Durch geschickte Ausnutzung der bereits vorhandenen Sensorik können diese Effekte im lagerlosen Motor gut bewältigt werden.

In dem als *gesperrt* gekennzeichneten Bereich im Druck-Durchfluss-Diagramm (Abb. 7.4(a)) neigt der Ventilator zu Instabilitäten, welche vom Magnetlager nicht stabilisiert werden können. Diese Effekte sind auch für konventionell gelagerte Axialventilatoren bekannt und können zu Beschädigungen an den Flügeln führen [76, 77]. Anders als bei konventionellen Lüftern kann der lagerlose Lüfter diesen Zustand gut erkennen und bereits vor Auftreten der Instabilitäten die Drehzahl reduzieren. Dadurch werden auch die Verlustleistung und die Lärmemission in diesen ungünstigen Betriebspunkten reduziert. Wird dieser Bereich wieder verlassen, z. B. durch Öffnen des Absperrventils, so fährt der Ventilator die Drehzahl automatisch wieder hoch. Die Erkennung dieses gesperrten Betriebsbereichs erfolgt über Messung der axialen Auslenkung des Rotors.

Die Hallsensoren zur Winkelmessung sind nicht in der Rotormitte, sondern axial verschoben angebracht. Wird der Rotor axial belastet, verringert sich die Distanz der Rotormagnete zu den Hallsensoren. Über die Signalstärke der Hallsensoren kann dann auf die axiale Auslenkung geschlossen werden. Der Zusammenhang zwischen Signalstärke und Axialkraft wurde zunächst in einem Experiment kalibriert, indem der Rotor bei geringer Drehzahl mit Gewichten bis zu 5.2 kg axial belastet wurde.

Die so im Betrieb des Ventilators gemessene Axiallast ist in Abb. 7.7 dargestellt. Der Axialkraftverlauf ähnelt dem Verlauf der Totaldruckdifferenz und erreicht ein Maximum von knapp 30 N. Die Axialkraft wird im Betrieb drehzahlabhängig überwacht, sodass bei Eintreten des Ventilators in den gesperrten Betriebsbereich die Drehzahl automatisch reduziert wird.

Über den Quotienten von Kraft und Druck erhält man die druckwirksame Fläche

$$A_{\text{eff}} = \frac{F_z}{p_{\text{tt}}}, \quad (7.7)$$

welche näherungsweise gleich der Fläche des Laufrades A_R ist. Nur bei komplett geöffnetem Absperrventil, also bei hohen Volumenströmen, ergibt sich eine deutliche Abweichung. Darüber liesse sich auch ohne Druckmessung der Totaldruck des Ventilators abschätzen.

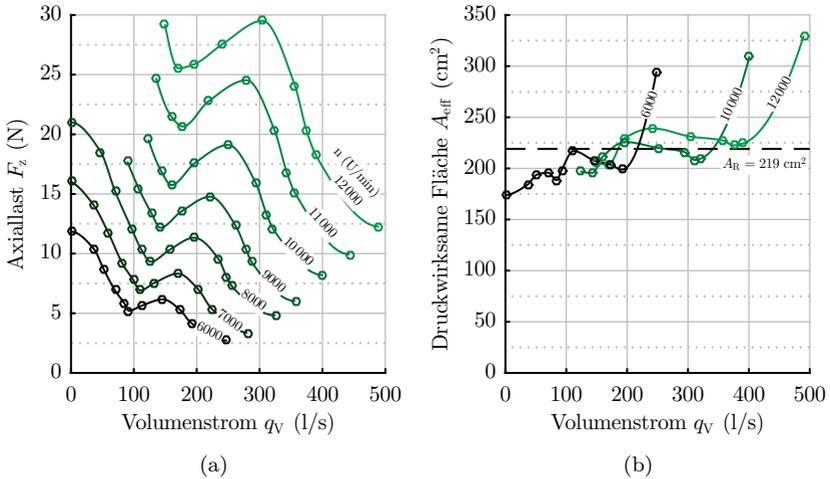


Abbildung 7.7: Gemessene Axiallast des Ventilators (a) sowie die druckwirksame Fläche (b) als Quotient aus Axialkraft und Totaldruckdifferenz. Die druckwirksame Fläche ist näherungsweise gleich der Fläche des Flügelrads A_R .

Zusammenfassend ist ein stabiler Betrieb des Ventilators bis zur angestrebten Nenndrehzahl von 12000 U/min mit dem nutzenlosen Motor möglich, wobei die passiven Steifigkeiten und die Leistungsfähigkeit von Magnetlager und Antrieb den Anforderungen dieser Anwendung genügen. So wurde mit dem nutzenlosen lagerlosen Motor die Drehzahl des bestehenden lagerlosen Ventilators verdoppelt, ohne die Motorverluste zu erhöhen.

7.2 Radialventilator mit Motor S10.1

Auch radiale Ventilatoren sind mit dem nutzenlosen Konzept möglich. Abbildung 7.8 zeigt den Querschnitt des Radialventilators mit dem Motor S10.1. Das Fluid strömt axial in das Laufrad ein und wird von den Schaufeln radial nach aussen gefördert. Dort tritt das Fluid am Laufradumfang aus und wird in einem Spiraldifusor – auf Volute genannt – gesammelt und dem Auslassrohr zugeführt. Das Laufrad sowie der Spiraldifusor wurden anhand gängiger Literatur ausgelegt [75].

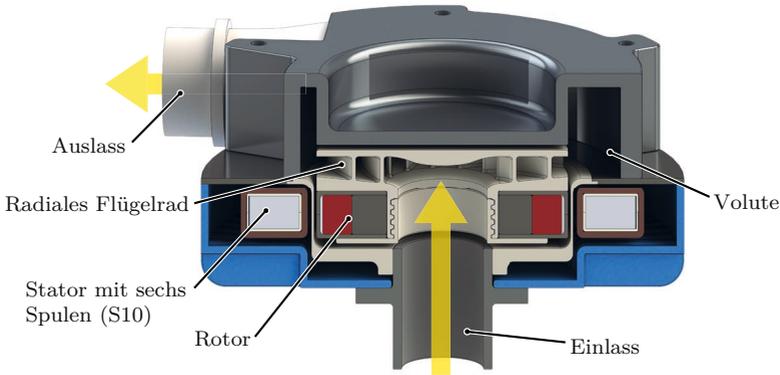


Abbildung 7.8: Schnittdarstellung des Radialventilators S10.

Da die gesamte Strömung das Laufrad am Aussendurchmesser verlässt, wo die Umfangsgeschwindigkeit am grössten ist, werden mit Radialventilatoren deutlich höhere Drücke erreicht als mit Axialventilatoren. Durch die Umlenkung der Strömung und die Förderung durch die engen Kanäle des Laufrades ist allerdings die Strömungsgeschwindigkeit reduziert.

In Abb. 7.9 sind die Messergebnisse des Radialventilators dargestellt. Da das verwendete Differenzdruckmessgerät Drücke über 5000 Pa nicht messen konnte, sind die Betriebspunkte mit höheren Drücken nur extrapoliert dargestellt. Zudem sind die elektrische Eingangsleistung und der Wirkungsgrad des Gesamtsystems inklusive dem Umrichter angegeben. Es wurde eine maximale fluidische Ausgangsleistung von $P_{\text{fluid}} = 236 \text{ W}$ und ein maximaler Gesamtwirkungsgrad von $\eta_{\text{tot}} = 41.8\%$ gemessen.

Der maximale Druck des Radialventilators ist mit knapp 7 kPa konzeptbedingt deutlich grösser als beim Axialventilator. Auch die Einsattelung tritt nicht auf. Ungewöhnlich für einen Radialventilator steigt bei diesem Prototyp der Druck beim Öffnen des Absperrventils zunächst an. Dies kann auf den grossen Luftspalt zurückgeführt werden. Bei geschlossenem Absperrventil fliesst die Strömung durch den Luftspalt von der Ausgangs- zur Eingangsseite des Laufrades zurück, was zu Druckverlusten führt. Steigt jedoch die Strömungsgeschwindigkeit, so sinkt zunächst der statische Druck des Fluides direkt am Auslass des Laufrades, wobei der dynamische Druck steigt. Nur der statische Druck führt jedoch zu den Strömungsverlusten im Luftspalt. So nehmen die Spaltverluste mit

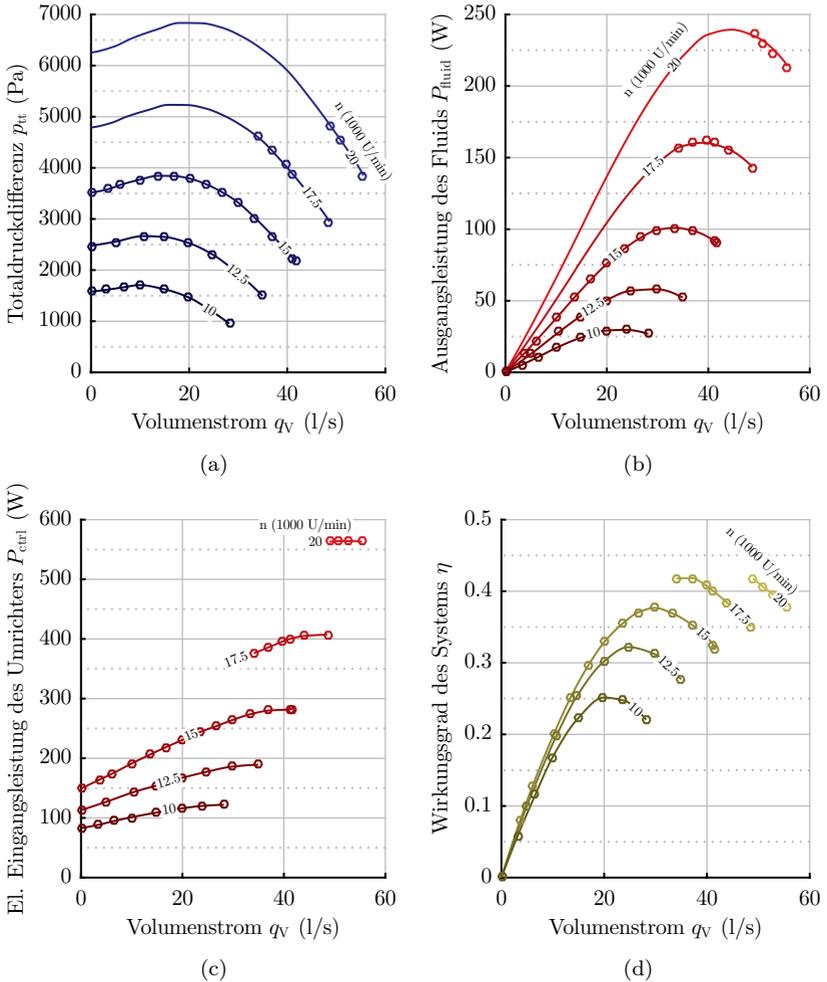


Abbildung 7.9: Druck-Durchflussdiagramm (a) und Gesamtwirkungsgrad von Eingangsleistung am Inverter zu fluidischer Ausgangsleistung (b) des lagerlosen Radiallüfters S10.1 für Drehzahlen von bis 20 000 U/min.

steigender Strömungsgeschwindigkeit ab, was zu einem Anstieg der Totaldruckdifferenz führt. Dieses Phänomen tritt bei konventionellen Lüftern mit sehr kleinem Luftspalt nicht auf.

Kapitel 8

Zusammenfassung und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurde zunächst die Funktionsweise des nutzenlosen lagerlosen Motors aufgezeigt und mathematisch die Entstehung von Antriebsmoment und Lagerkraft beschrieben. Die Lagerkraft basiert sowohl auf der Kraftwirkung des Rotormagnetfelds auf die stromdurchflossenen Leiter der Spulen als auch auf dem von den Spulen erzeugten Magnetfeld.

In einer Topologieuntersuchung wurde der Einfluss der Rotormagnetisierung auf die passiven Steifigkeiten ermittelt. Einpolpaarige Rotoren weisen die geringsten Verluste auf und sind deshalb besonders für hohe Drehzahlen geeignet. Bei zweipolpaarigen Rotoren sind dagegen die passiven Steifigkeiten deutlich höher und zudem richtungsunabhängig, was die Stabilität des Rotors besonders bei grossen applikationsbedingten Störkräften verbessert. Für ein- und zweipolpaarige Rotoren wurden geeignete Wicklungsanordnungen ermittelt und verglichen. Insgesamt sind zehn Varianten realisierbar, wobei sowohl kombinierte als auch getrennte Wicklungen möglich sind.

Weiter wurden Konstruktionsrichtlinien aufgezeigt, welche es ermöglichen, die Geometrie eines nutzenlosen Motors den Anforderungen entsprechend anzupassen. Zudem wurden die im Rotormantel auftretenden mechanischen Spannungen berechnet und simuliert. Um ein mechanisches Versagen des Rotors bei hohen Drehzahlen zu vermeiden, muss der Rotormantel ausreichend massiv gewählt werden.

Zum Erreichen grosser Drehzahlen sowie hoher Beschleunigungsraten ist es bei der nutzenlosen Topologie notwendig, die Totzeit der Winkelmessung sowie die Verzerrung des Winkels durch die Antriebsströme zu kom-

pensieren. Möglichkeiten zur Messung und Kompensation dieser Effekte wurden aufgezeigt, sodass Drehzahlen bis 150 000 U/min und Beschleunigungen am Stromlimit des Umrichters möglich sind.

In einer umfassenden Verlustanalyse wurden alle im nutzenlosen Motor relevanten Verlustanteile identifiziert und quantifiziert. Dadurch wird eine Grundlage für Massnahmen zur weiteren Reduktion einzelner Verlustanteile geschaffen. Die Analyseergebnisse stimmen mit den Messungen gut überein. Ausser den Leitungsverlusten in den Spulen – welche sehr gering ausfallen – sind alle Verlustanteile im Motor ausschliesslich von der Drehzahl abhängig, nicht jedoch von der Last. Dies wurde experimentell bestätigt.

Insgesamt wurden im Rahmen dieser Arbeit fünf Prototypen aufgebaut. Mit allen Prototypen konnte die jeweils zuvor festgelegte Nenn-drehzahl erreicht werden. Zwei Motoren wurden zusätzlich als Radial- bzw. Axialventilator ausgeführt. Der Axialventilator erreicht die doppelte Drehzahl einer baugleichen Variante mit genutetem Magnetlager, wobei die fluidische Ausgangsleistung um den Faktor acht gesteigert wurde, während die Verluste trotz doppelter Drehzahl gar reduziert wurden.

Die deutliche Verlustreduktion der nutzenlosen Variante gegenüber konventionellen Magnetlagerkonzepten konnte damit bestätigt werden. Auch weisen die nutzenlosen Motoren ausreichend hohe passive Steifigkeiten sowie eine robuste Magnetlagerung auf, um auch im vorliegenden Anwendungsfall hohe Drehzahlen zu erreichen.

Die Ergebnisse und Tests der realisierten Prototypen zeigen das hohe Potential der nutzenlosen Topologie für eine praktische Anwendung. Vor einer Produktionsialisierung sollten noch folgende Aspekte genauer betrachtet werden:

- Die Festigkeit des Rotors sollte in mehreren Zerstörungsversuchen nachgewiesen werden, um den mechanischen Sicherheitsfaktor genau zu bestimmen. Da ein Versagen des Rotors auch gleichzeitig den Motor zerstören würde, sollte hierfür ein geeigneter Prüfstand entwickelt werden. Auch die Dauerfestigkeit des Rotors unter Einfluss zyklischer thermischer Belastung müsste nachgewiesen werden.
- Da die Verlustmechanismen und damit auch die Entstehungsorte der Verluste im Motor weitgehend bekannt sind, kann mit einem thermischen Modell des Motors die Wärmeentwicklung untersucht

und eine Lebensdauer-Analyse durchgeführt werden. Durch geeignete Kühlmassnahmen könnte die Dauerbelastbarkeit des Motors weiter erhöht werden.

- Die im niedrigen Drehzahlbereich auftretenden Festkörperresonanzen des Rotors könnten genauer untersucht und durch geeignete Massnahmen gedämpft werden. Dies ist für Anwendungen relevant, bei denen auch geringe Drehzahlen erforderlich sind.
- Zur Kostenreduktion kann eine hallsensorlose Regelung implementiert werden. Die Winkelinformation kann über die induzierte Spannung oder über die Motorinduktivitäten gewonnen werden [78, 79].
- Die Reduktion des Stromrippels – entweder über ein Ausgangsstromfilter, einen verbesserten Umrichter oder höhere Schaltfrequenzen – würde die Motorverluste weiter reduzieren und das Positionssensorsignal verbessern.
- Die lagerlose Scheibenläufertopologie erlaubt in einfacher Weise die Konstruktion eines doppelflutigen Radialventilators. Durch die dann beidseitig am Rotor angebrachten Flügelräder würde die Ausgangsleistung verdoppelt und die axiale Belastung des Flügelrads minimiert.
- Es könnten weitere Anwendungsmöglichkeiten des nutzenlosen lagerlosen Motors evaluiert werden, welche die Vorteile der berührungslosen Lagerung bei hohen Drehzahlen, grossem Luftspalt und geringen Verlusten ausnutzen.

Anhang A

Kräfte im Magnetfeld

A.1 Herleitung der Volumenkraftdichte im magnetischen Feld

Im Magnetfeld sind im allgemeinen Fall bewegte Ladungen nicht nur in Form technischer Ströme vorhanden, sondern auch in magnetisierbaren Materialien, sodass die Kraftberechnung über die Lorentzkraft-Formel nicht mehr einfach möglich ist. Aus diesem Grund betrachten wir die Energieänderung, die eine kleine Ortsverschiebung eines Körpers im Magnetfeld hervorruft und schliessen daraus auf die Kraftdichte. Die folgenden Ausführungen wurden aus [80] entnommen.

Wir betrachten einen Raum mit Volumen V in welchem sich ein Körper K befindet (vgl. Abb. A.1). Im Raum existiert eine Feldverteilung $\mathbf{B}(\mathbf{r})$, welche von irgendeiner festen Stromdichteverteilung $\mathbf{J}(\mathbf{r})$ erzeugt

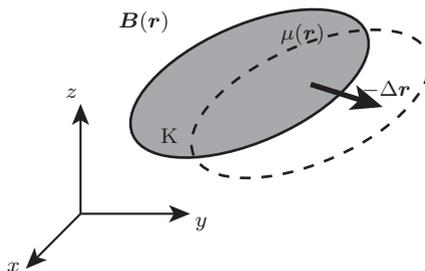


Abbildung A.1: Darstellung der virtuellen Verschiebung des Körpers K um $-\Delta\mathbf{r}$ zur Berechnung der Kraftdichte im magnetischen Feld.

wird, sowie eine Verteilung der Permeabilität $\mu(\mathbf{r})$. Man stelle sich beispielsweise einen Körper aus Eisen im Feld eines Permanentmagneten vor. Das Volumen V wird als unendlich weit ausgedehnt angesehen, um die gesamte Feldenergie zu erfassen.

Die Gesamtenergie des Magnetfeldes im Volumen V beträgt

$$W = \frac{1}{2} \int_V \mathbf{B} \mathbf{H} dV = \frac{1}{2} \int_V \frac{\mathbf{B}^2}{\mu} dV. \quad (\text{A.1})$$

Durch eine Verschiebung des Körpers um die Distanz $-\Delta\mathbf{r}$ wird das Magnetfeld verzerrt und geht in

$$\mathbf{B}'(\mathbf{r}) = \mathbf{B}(\mathbf{r}) + \Delta\mathbf{B}(\mathbf{r}) \quad (\text{A.2})$$

über. Ebenso ändert sich die Ortsfunktion der Permeabilität und wird zu

$$\mu'(\mathbf{r}) = \mu(\mathbf{r}) + \Delta\mu(\mathbf{r}). \quad (\text{A.3})$$

Die Energie des Feldes nach der Verschiebung wird damit zu

$$W' = W + \Delta W = \frac{1}{2} \int_V \frac{\mathbf{B}'^2}{\mu'} dV = \frac{1}{2} \int_V \frac{(\mathbf{B} + \Delta\mathbf{B})^2}{\mu + \Delta\mu} dV. \quad (\text{A.4})$$

Durch die Reihenentwicklung

$$\frac{1}{\mu + \Delta\mu} = \frac{1}{\mu \left(1 + \frac{\Delta\mu}{\mu}\right)} = \frac{1}{\mu} \left(1 - \frac{\Delta\mu}{\mu} \pm \dots\right) \quad (\text{A.5})$$

und mit

$$(\mathbf{B} + \Delta\mathbf{B})^2 = \mathbf{B}^2 + 2\mathbf{B} \cdot \Delta\mathbf{B} + (\Delta\mathbf{B})^2 \quad (\text{A.6})$$

wird die Feldenergie vereinfacht zu

$$W' = W + \Delta W = \frac{1}{2} \int_V \frac{1}{\mu} \left(\mathbf{B}^2 + 2\mathbf{B} \cdot \Delta\mathbf{B} - \mathbf{B}^2 \frac{\Delta\mu}{\mu} \pm \dots \right) dV, \quad (\text{A.7})$$

wobei höhere Ordnungen kleiner Grössen vernachlässigt werden, da diese beim Grenzübergang $\Delta\mathbf{r} \rightarrow 0$ keine Rolle spielen. Der erste Term des Integrals entspricht der Energie des Feldes vor der Verschiebung und es

ergibt sich die Änderung der Energie

$$\Delta W = \int_V \frac{\mathbf{B} \cdot \Delta \mathbf{B}}{\mu} dV - \frac{1}{2} \int_V \mathbf{B}^2 \frac{\Delta \mu}{\mu^2} dV \pm \dots, \quad (\text{A.8})$$

welche aus der Verzerrung des Feldes durch $\Delta \mathbf{B}$ und der Verschiebung der Permeabilität, ausgedrückt durch $\Delta \mu$, resultiert.

Für eine weitere Umformung wird zunächst das magnetische Vektorpotential \mathcal{A} mit

$$\mathbf{B} = \text{rot} \mathcal{A} \quad (\text{A.9})$$

eingeführt. Des weiteren macht man sich die Regel für Produktfelder

$$\text{div}(\mathbf{X} \times \mathbf{Y}) = \mathbf{Y} \cdot \text{rot} \mathbf{X} - \mathbf{X} \cdot \text{rot} \mathbf{Y}, \quad (\text{A.10})$$

den 2. Integralsatz von *Gauß*

$$\int_V \text{div} \mathbf{X} dV = \oint_A \mathbf{X} \cdot d\mathbf{A}, \quad (\text{A.11})$$

sowie das Durchflutungsgesetz

$$\text{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (\text{A.12})$$

zunutze.

Damit kann das erste Integral aus (A.8) umgeformt werden zu

$$\begin{aligned} \int_V \frac{\mathbf{B} \cdot \Delta \mathbf{B}}{\mu} dV &= \int_V \frac{\text{rot} \mathcal{A} \cdot \Delta \mathbf{B}}{\mu} dV = \int_V \text{rot} \mathcal{A} \cdot \Delta \mathbf{H} dV \\ &= \int_V (\text{div}(\mathcal{A} \times \Delta \mathbf{H}) + \mathcal{A} \cdot \text{rot} \Delta \mathbf{H}) dV \\ &= \underbrace{\oint_A (\mathcal{A} \times \Delta \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{A}}_{=0 \text{ für } |r| \rightarrow \infty} + \int_V \mathcal{A} \cdot \Delta \mathbf{J} dV. \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

Das Flächenintegral über $\mathcal{A} \times \Delta \mathbf{H}$ strebt gegen Null, da das Vektorpotential und die Feldstärke hinreichend schnell verschwinden und das Volumen V als unendlich ausgedehnt angesehen wird.

Man beachte das über das Durchflutungsgesetz (A.12) die Stromdich-

teverteilung in die Gleichung der Feldenergie Einzug hält. Diese Stromdichte bildet, wie sich später zeigen wird, den Lorentzkraft-Anteil an der Gesamtkraft. Durch die Feldverteilung des Magnetfelds wurde die Stromdichte bereits von Anfang an indirekt mitberücksichtigt, auch wenn diese bislang nicht erwähnt wurde.

Zerlegt man die örtliche Stromdichteänderung $\Delta \mathbf{J}$ in ihre Komponenten

$$\begin{aligned}\Delta \mathbf{J} &= \mathbf{e}_x \Delta J_x + \mathbf{e}_y \Delta J_y + \mathbf{e}_z \Delta J_z \\ &= \mathbf{e}_x (\text{grad} J_x \cdot \Delta \mathbf{r}) + \mathbf{e}_y (\text{grad} J_y \cdot \Delta \mathbf{r}) + \mathbf{e}_z (\text{grad} J_z \cdot \Delta \mathbf{r})\end{aligned}\quad (\text{A.14})$$

kann das letzte Integral aus (A.13) wie folgt geschrieben werden:

$$\begin{aligned}\int_V \mathcal{A} \cdot \Delta \mathbf{J} dV &= \int_V [(\mathcal{A} \cdot \mathbf{e}_x)(\text{grad} J_x \cdot \Delta \mathbf{r}) \\ &\quad + (\mathcal{A} \cdot \mathbf{e}_y)(\text{grad} J_y \cdot \Delta \mathbf{r}) \\ &\quad + (\mathcal{A} \cdot \mathbf{e}_z)(\text{grad} J_z \cdot \Delta \mathbf{r})] dV \\ &= \Delta \mathbf{r} \cdot \int_V (\mathcal{A}_x \text{grad} J_x + \mathcal{A}_y \text{grad} J_y + \mathcal{A}_z \text{grad} J_z) dV\end{aligned}\quad (\text{A.15})$$

Unter Verwendung der Integralumformung

$$\begin{aligned}\int_V \mathcal{A}_x \text{grad} J_x dV &= \int_V \text{grad} \mathcal{A}_x J_x dV - \int_V J_x \text{grad} \mathcal{A}_x dV \\ &= \oint_A \mathcal{A}_x J_x d\mathbf{A} - \int_V J_x \text{grad} \mathcal{A}_x dV\end{aligned}\quad (\text{A.16})$$

ergibt sich

$$\begin{aligned}\int_V \mathcal{A} \cdot \Delta \mathbf{J} dV &= \Delta \mathbf{r} \cdot \oint_A (\mathcal{A} \cdot \mathbf{J}) \cdot d\mathbf{A} \\ &\quad - \Delta \mathbf{r} \cdot \int_V (J_x \text{grad} \mathcal{A}_x + J_y \text{grad} \mathcal{A}_y + J_z \text{grad} \mathcal{A}_z) dV.\end{aligned}\quad (\text{A.17})$$

Es lässt sich zeigen¹, dass

$$\begin{aligned} \int_V \mathbf{J} \times \text{rot} \mathcal{A} dV &= \\ &= \int_V (J_x \text{grad} \mathcal{A}_x + J_y \text{grad} \mathcal{A}_y + J_z \text{grad} \mathcal{A}_z) dV \quad (\text{A.18}) \\ &\quad - e_x \oint_A \mathbf{J} \mathcal{A}_x \cdot d\mathbf{A} - e_y \oint_A \mathbf{J} \mathcal{A}_y \cdot d\mathbf{A} - e_z \oint_A \mathbf{J} \mathcal{A}_z \cdot d\mathbf{A} \end{aligned}$$

gilt.

Da das Integrationsvolumen V , in welchem sich der Körper K befindet, beliebig ist, kann ohne Einschränkung der Allgemeinheit angenommen werden, dass die Oberfläche des Volumens kein leitfähiges Material enthält. Somit verschwindet die Stromdichte an der Oberfläche des Volumens, ebenso verschwinden alle Oberflächenintegrale der Gleichungen (A.17) und (A.18). Es folgt:

$$\int_V \mathcal{A} \cdot \Delta \mathbf{J} dV = -\Delta \mathbf{r} \int_V \mathbf{J} \times \text{rot} \mathcal{A} dV. \quad (\text{A.19})$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (A.19) und (A.13) in (A.8) schreibt sich die Energieänderung bei Verschiebung des Körpers als

$$\begin{aligned} \Delta W &= \int_V \mathcal{A} \cdot \Delta \mathbf{J} - \frac{1}{2} \int_V \frac{\mathbf{B}^2 (\text{grad} \mu \cdot \Delta \mathbf{r})}{\mu'^2} dV + \dots \\ &= \Delta \mathbf{r} \cdot \int_V \left(\mathbf{J} \times \text{rot} \mathcal{A} - \frac{1}{2} \mathbf{H}^2 \text{grad} \mu \right) dV + \dots \quad (\text{A.20}) \\ &= \Delta \mathbf{r} \cdot \int_V \left(\mathbf{J} \times \mathbf{B} - \frac{1}{2} \mathbf{H}^2 \text{grad} \mu \right) dV + \dots \end{aligned}$$

Die Energieänderung bei Verschiebung des Körpers K kann nur in

¹ Aus [80]: $\mathbf{J} \times \mathcal{A} = \mathbf{J} \times \text{rot} [e_x \mathcal{A}_x + e_y \mathcal{A}_y + e_z \mathcal{A}_z]$
 $= \mathbf{J} \times [\text{grad} \mathcal{A}_x \times e_x + \text{grad} \mathcal{A}_y \times e_y + \text{grad} \mathcal{A}_z \times e_z]$
 $= \text{grad} \mathcal{A}_x (\mathbf{J} \cdot e_x) + \text{grad} \mathcal{A}_y (\mathbf{J} \cdot e_y) + \text{grad} \mathcal{A}_z (\mathbf{J} \cdot e_z)$
 $\quad - e_x (\mathbf{J} \cdot \text{grad} \mathcal{A}_x) - e_y (\mathbf{J} \cdot \text{grad} \mathcal{A}_y) - e_z (\mathbf{J} \cdot \text{grad} \mathcal{A}_z)$
 $= J_x \text{grad} \mathcal{A}_x + J_y \text{grad} \mathcal{A}_y + J_z \text{grad} \mathcal{A}_z$
 $\quad - e_x \text{div} (\mathbf{J} \mathcal{A}_x) - e_y \text{div} (\mathbf{J} \mathcal{A}_y) - e_z \text{div} (\mathbf{J} \mathcal{A}_z)$

Form mechanischer Arbeit

$$\Delta W_{\text{mech}} = \mathbf{F} \cdot \Delta \mathbf{r} \quad (\text{A.21})$$

aufgebracht werden. Wegen $\Delta W = \Delta W_{\text{mech}}$ gilt

$$\mathbf{F} = \int_V \left(\mathbf{J} \times \mathbf{B} - \frac{1}{2} \mathbf{H}^2 \text{grad} \mu \right) dV. \quad (\text{A.22})$$

Die Kraftdichte im Magnetfeld ist demzufolge

$$\mathbf{f} = \frac{d\mathbf{F}}{dV} = \mathbf{J} \times \mathbf{B} - \frac{1}{2} \mathbf{H}^2 \text{grad} \mu. \quad (\text{A.23})$$

Die Kraftdichte wirkt also bei Auftreten von Ladungsbewegung und Inhomogenität der Permeabilität.

Integriert man die Kraftdichte über einen stromdurchflossenen Leiter in einem homogenen Medium ($\text{grad} \mu = 0, \mathbf{M} = 0$), so erhält man mit

$$\mathbf{F}_L = \int_{V_L} \mathbf{f} dV = \int_{V_L} (\mathbf{J} \times \mathbf{B}) dV = l(A_L \mathbf{J} \times \mathbf{B}) = l(\mathbf{I} \times \mathbf{B}) \quad (\text{A.24})$$

die bekannte Formel der Lorentz-Kraft.

An einer Grenzfläche zwischen zwei Materialien, zum Beispiel zwischen Luft und Eisen, treten sprunghafte Änderungen der Permeabilität auf und die Volumenkraftdichte wird zu einer auf die Grenzfläche angreifenden Flächenkraftdichte. Zur Herleitung nimmt man zunächst an, dass sich die Permeabilität von μ_1 auf μ_2 innerhalb der beliebig dünnen Grenzschichtdicke d linear ändert. Für eine Grundfläche ΔA der Grenzschicht

ergibt sich eine auf die Grenzschicht wirkende Kraft

$$\begin{aligned}
\Delta \mathbf{F} &= \Delta A \int_d \mathbf{f} ds = \\
&= \Delta A \underbrace{\int_d \mathbf{J} \times \mathbf{B} ds}_{=0 \text{ für } \mathbf{J}=0} - \frac{\Delta A}{2} \int_d \mathbf{H}^2 \text{grad} \mu ds = \\
&= -\frac{\Delta A}{2} \int_d \mathbf{H}^2 \frac{d\mu}{ds} \mathbf{e}_n ds = \\
&= -\frac{\Delta A}{2} \int_d \mathbf{H}^2 \frac{d\mu}{ds} d\mu = \quad (\Delta A = A \mathbf{e}_n) \\
&= -\frac{\Delta A}{2} \int_d \left(\frac{B_n^2}{\mu^2} + H_t^2 \right) d\mu.
\end{aligned} \tag{A.25}$$

Dabei ist \mathbf{e}_n der Normalenvektor der Fläche ΔA , H_t die magnetische Feldstärke tangential zur Grenzfläche und B_n die Normalkomponente der Flussdichte. Es ist bereits ersichtlich, dass die Kraft senkrecht auf die Grenzfläche wirkt. Da B_n und H_t an einer Grenzfläche stetig sind, gilt weiter

$$\begin{aligned}
\Delta \mathbf{F} &= -\frac{\Delta A}{2} \left[B_n^2 \int_d \frac{d\mu}{\mu^2} + H_t^2 \int_d d\mu \right] \\
&= -\frac{\Delta A}{2} \left[-B_n^2 \left(\frac{1}{\mu_2} - \frac{1}{\mu_1} \right) + H_t^2 (\mu_2 - \mu_1) \right]
\end{aligned} \tag{A.26}$$

und man erhält die auf die Grenzfläche wirkende Flächenkraftdichte

$$\mathbf{f}_A = \frac{\Delta \mathbf{F}}{\Delta A} = \frac{1}{2} \left[B_n^2 \left(\frac{1}{\mu_2} - \frac{1}{\mu_1} \right) - H_t^2 (\mu_2 - \mu_1) \right] \mathbf{e}_n. \tag{A.27}$$

Für eine Grenzfläche mit sehr grossem Unterschied in den Permeabilitäten, $\mu_2 \gg \mu_1 = \mu_0$ — z. B. zwischen Eisen und Luft — ist $H_t \approx 0$ und es gilt in sehr guter Näherung die bekannte *Maxwellsche Zugkraftformel*

$$\mathbf{F}_M = \frac{B^2 A}{2\mu_0} \mathbf{e}_n. \tag{A.28}$$

Zusammengefasst gilt, dass sowohl die Lorentzkraft auf stromdurch-

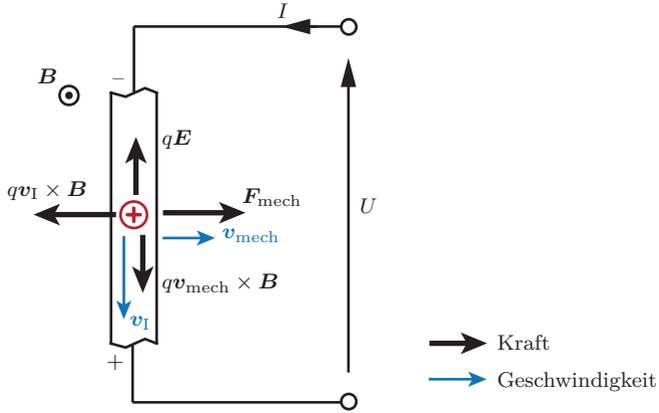


Abbildung A.2: Bewegter stromführender Leiter im Magnetfeld zur Veranschaulichung der Umwandlung von elektrischer in mechanische Leistung mithilfe der Lorentzkraft.

flossene Leiter, als auch die Maxwellkraft auf Grenzflächen oder Inhomogenitäten der Permeabilitätsverteilung im Magnetfeld wirken. Mithilfe der Maxwellgleichungen und dem Prinzip der virtuellen Arbeit lassen sich beide Kraftkomponenten analytisch herleiten. Diese Herleitung gilt für isotrope Materialien. Für anisotrope Materialien wie permanent magnetisierten oder magnetostriktiven Materialien treten zusätzliche Kräfte auf, welche in dieser Herleitung nicht berücksichtigt wurden.

A.2 Leistungsumsatz mittels Lorentzkraft

Ein interessanter Aspekt der Lorentzkraft

$$\mathbf{F}_L = q \cdot \mathbf{v} \times \mathbf{B} \tag{A.29}$$

ist, dass diese stets senkrecht zur Bewegungsrichtung \mathbf{v} der Ladung steht. Multipliziert man diese Kraft mit der Geschwindigkeit der Ladung stellt man fest, dass die an der Ladung verrichtete Leistung

$$P_L = \mathbf{F}_L \cdot \mathbf{v} = q(\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot \mathbf{v} \equiv 0 \tag{A.30}$$

stets Null ist.

In elektrischen Motoren ist es jedoch zumeist die Lorentzkraft \mathbf{F}_L , welche für die Drehmomentbildung sorgt und damit für den Leistungsumsatz essentiell ist. Wie lässt sich dieser Widerspruch aufklären? Diese Frage wurde bereits 1970 von *L. Kneissler* aufgeworfen und auch gleich beantwortet [36].

Die Antwort liegt in der elektrostatischen Kraft \mathbf{F}_E begründet. So ist die auf eine Ladung wirkende Lorentzkraft mit der elektrostatischen Kraft zu ergänzen. Es resultiert damit die Gesamtkraft

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_E + \mathbf{F}_L = q(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}). \quad (\text{A.31})$$

Man erkennt, dass der Leistungsumsatz an der Ladung

$$P = \mathbf{F} \cdot \mathbf{v} = q\mathbf{E} \cdot \mathbf{v} \quad (\text{A.32})$$

nur bei Anwesenheit eines elektrischen Felds geschieht.

Die Notwendigkeit der Lorentzkraft im elektrischen Motor liegt darin begründet, dass die elektrostatische Kraft und die mechanische Kraft im Motor senkrecht zueinander stehen. Eine Illustration dessen ist in Abb. A.2 dargestellt. Ein Leiter, welcher den Strom $\mathbf{I} = q \cdot \mathbf{v}_I$ führt, wird mit der Geschwindigkeit \mathbf{v}_{mech} senkrecht zur Stromrichtung bewegt. Die elektrostatische Kraft $\mathbf{F}_E = q\mathbf{E}$ ist damit ebenso senkrecht zur Bewegungsrichtung \mathbf{v}_{mech} und ein direkter Leistungsumsatz von elektrischer in mechanische Leistung ist nicht möglich. Erst durch Anwesenheit des magnetischen Felds \mathbf{B} und der dadurch hervorgerufenen Lorentzkraft kann das Kräftegleichgewicht auf die Ladung

$$\mathbf{F}_E + \mathbf{F}_L + \mathbf{F}_{\text{mech}} = 0 \quad (\text{A.33})$$

hergestellt werden.

Die Geschwindigkeit mit der die (in diesem Beispiel positive) Ladung q im Raum bewegt wird kann in zwei Komponenten

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}_I + \mathbf{v}_{\text{mech}} \quad (\text{A.34})$$

zerlegt werden, wobei \mathbf{v}_I die Geschwindigkeit der Ladungsträger in Leiterichtung aufgrund des Stromflusses und \mathbf{v}_{mech} die dazu senkrechte Geschwindigkeit des Leiters selbst ist. Für das Kräftegleichgewicht ergibt

sich damit

$$\mathbf{F}_E + \mathbf{F}_L + \mathbf{F}_{\text{mech}} = q(\mathbf{E} + \mathbf{v}_I \times \mathbf{B} + \mathbf{v}_{\text{mech}} \times \mathbf{B}) = 0. \quad (\text{A.35})$$

Durch Umformung erhält man daraus das elektrische Feld

$$\mathbf{E} = -(\mathbf{v}_I \times \mathbf{B} + \mathbf{v}_{\text{mech}} \times \mathbf{B}) \quad (\text{A.36})$$

und durch Multiplikation mit der Ladungsträgergeschwindigkeit wird die elektrische Leistung zu

$$\begin{aligned} P_{\text{el}} &= \mathbf{F}_E \cdot \mathbf{v} = q\mathbf{E} \cdot \mathbf{v}_I = -q(\mathbf{v}_I \times \mathbf{B} + \mathbf{v}_{\text{mech}} \times \mathbf{B}) \cdot \mathbf{v}_I \\ &= -(\mathbf{v}_{\text{mech}} \times \mathbf{B}) \cdot q\mathbf{v}_I \\ &= -(\mathbf{v}_{\text{mech}} \times \mathbf{B}) \cdot I. \end{aligned} \quad (\text{A.37})$$

Für die mechanische Leistung erhält man

$$\begin{aligned} P_{\text{mech}} &= \mathbf{F}_{\text{mech}} \cdot \mathbf{v}_{\text{mech}} = -(q\mathbf{v}_I \times \mathbf{B}) \cdot \mathbf{v}_{\text{mech}} \\ &= -(\mathbf{I} \times \mathbf{B}) \cdot \mathbf{v}_{\text{mech}}. \end{aligned} \quad (\text{A.38})$$

Man erkennt, dass neben der Geschwindigkeit des Leiters und dem Stromfluss das Magnetfeld eine zwingende Voraussetzung für den Energieumsatz ist.

Zusammenfassend gilt, dass die Lorentzkraft im elektrischen Motor zwar leistungsfrei ist, jedoch die Komponenten derselben – projiziert auf die Stromrichtung sowie die mechanische Bewegungsrichtung – am Energieumsatz beteiligt sind. Dies ist notwendig, da die den Energieumsatz bildenden Kräfte \mathbf{F}_E und \mathbf{F}_{mech} aufeinander senkrecht stehen.

Abschliessend sei noch darauf hingewiesen, dass auch Motoren existieren, bei welchen die elektrische und mechanische Kraftkomponente nicht senkrecht aufeinander stehen. Als Beispiel sei der elektrostatische Motor – eine als Motor betriebene Influenzmaschine – genannt, welche die elektrostatische Kraft einer Ladungsverteilung als antreibende Kraft nutzt. Diese Motoren sind aufgrund der erforderlichen hohen Spannungen bislang jedoch technisch nicht relevant.

Literaturverzeichnis

- [1] G. Schweitzer, E. H. Maslen, H. Bleuler, M. Cole, P. Keogh, R. Larssonneur, E. Maslen, r. Nordmann, Y. Okada, G. Schweitzer, und A. Traxler, *Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*. Dordrecht: Springer, Jun. 2009.
- [2] A. Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa, M. Oshima, M. Takemoto, und D. G. Dorrell, *Magnetic Bearings and Bearingless Drives*. Elsevier, Mai 2005.
- [3] G. Schweitzer, *Magnetlager: Grundlagen, Eigenschaften und Anwendungen berührungsfreier, elektromagnetischer Lager*. S.l.: Springer, Apr. 1993.
- [4] M. Neff, “Magnetgelagertes Pumpsystem für die Halbleiterfertigung,” Dissertation, ETH Zürich, 2003. [d](#)
- [5] K. Raggl, J. W. Kolar, und T. Nussbaumer, “Comparison of Winding Concepts for Bearingless Pumps,” in *Proc. of 7th International Conference on Power Electronics (ICPE)*, S. 1013–1020, Okt. 2007. [d](#)
- [6] T. Reichert, “The Bearingless Mixer in Exterior Rotor Construction,” Dissertation, ETH Zürich, 2012. [d](#)
- [7] B. Warberger, “Untersuchung von lagerlosen Aussenläufer-Motoren in hochreinen Rührprozessen,” Dissertation, ETH Zürich, 2014. [d](#)
- [8] T. C. Schneeberger, “Integriertes magnetisches Lagerungs- und Antriebssystem für Halbleiterwafer,” Dissertation, ETH Zürich, 2008. [d](#)
- [9] P. Karutz, “Magnetically Levitated 2-level Slice Motor for Application in High Purity Process Environments,” Dissertation, ETH Zürich, 2010. [d](#)

- [10] F. Zürcher, T. Nussbaumer, und J. W. Kolar, “Motor Torque and Magnetic Levitation Force Generation in Bearingless Brushless Multipole Motors,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Band 17, Nr. 6, S. 1088–1097, Dez. 2012. [d](#)
- [11] W. Amrhein und G. Jungmayr, “Lüfter,” Deutschland, Patentoffenlegungsschrift DE102 007 036 692 A1, Mär. 2008.
- [12] W. Bauer und W. Amrhein, “Electrical Design Considerations for a Bearingless Axial-Force/Torque Motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 50, Nr. 4, S. 2512–2522, Jul. 2014. [d](#)
- [13] R. Baumschlager, “Untersuchung magnetgelagerter Ventilatoren für Beatmungsgeräte mit Einweg-Flügelrad,” Dissertation, ETH Zürich, 2004. [d](#)
- [14] C. Zingerli, “Beiträge zu Axialventilatoren mit Homopolar-Magnetlager,” Dissertation, ETH Zürich, 2014. [d](#)
- [15] C. Pfeleiderer und H. Petermann, *Strömungsmaschinen*, 7te Auflage. Berlin: Springer, Okt. 2004.
- [16] P. K. Hermann, “Radiales aktives magnetisches lager,” Deutschland, Patentoffenlegungsschrift DE2 358 527 A1, Mai 1975.
- [17] P.-K. Hermann, “Radiales aktives magnetisches Lager mit Drehantrieb,” Deutschland, Patentoffenlegungsschrift DE2 406 790 A1, Aug. 1975.
- [18] P. Meinke und G. Flachenecker, “Electromagnetic Drive Assembly for Rotary Bodies using a Magnetically Mounted Rotor,” USA, Patentoffenlegungsschrift US3 988 658 A, Okt. 1976.
- [19] J. Bichsel, “Beiträge zum lagerlosen Elektromotor,” Dissertation, ETH Zürich, 1990. [d](#)
- [20] R. Schöb, “Beiträge zur lagerlosen Asynchronmaschine,” Dissertation, ETH Zürich, 1993. [d](#)
- [21] N. Barletta, “Der lagerlose Scheibenmotor,” Dissertation, ETH Zürich, 1998. [d](#)
- [22] L. Alberti, E. Fornasiero, und N. Bianchi, “Impact of the Rotor Yoke Geometry on Rotor Losses in Permanent-Magnet Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 48, Nr. 1, S. 98–105, Jan. 2012. [d](#)

-
- [23] L. W. Langley und R. L. Fisher, “Toroidally Wound Brushless DC Motor,” USA, Patentoffenlegungsschrift US4547 713 A, Okt. 1985.
- [24] S.-M. Jang, S.-S. Jeong, D.-W. Ryu, und S.-K. Choi, “Comparison of Three Types of PM Brushless Machines for an Electro-mechanical Battery,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 36, Nr. 5, S. 3540–3543, 2000. 
- [25] R. Richter, *Kurzes Lehrbuch der Elektrischen Maschinen: Wirkungsweise · Berechnung · Messung*. Springer-Verlag, Mär. 2013.
- [26] T. Baumgartner, R. Burkart, und J. W. Kolar, “Analysis and Design of a 300-W 500 000-r/min Slotless Self-Bearing Permanent-Magnet Motor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Band 61, Nr. 8, S. 4326–4336, Aug. 2014. 
- [27] T. I. Baumgartner, “A Magnetically Levitated 500 000 rpm Electrical Drive System,” Dissertation, ETH Zürich, 2013. 
- [28] Celeroton AG, “Magnetic Bearing Motor CM-AMB-400,” <http://www.celeroton.com/en/products/motors.html>, Apr. 2015.
- [29] H.-I. Lee, S.-y. Yoo, und M. Noh, “Toroidally-Wound Self-Bearing BLDC Motor with Lorentz Force,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 46, Nr. 6, S. 2148–2151, Jun. 2010. 
- [30] H. Mitterhofer, W. Gruber, und W. Amrhein, “On the High Speed Capacity of Bearingless Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Band 61, Nr. 6, S. 3119–3126, Jun. 2014. 
- [31] H. Mitterhofer und W. Amrhein, “Design Aspects and Test Results of a High Speed Bearingless Drive,” in *Proc. of 9th IEEE Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, S. 705–710, Dez. 2011. 
- [32] H. Mitterhofer und W. Amrhein, “Motion Control Strategy and Operational Behaviour of a High Speed Bearingless Disc Drive,” in *Proc. of IET Power Electron., Mach. Drives Conf. (PEMD)*, S. 1–6, Mär. 2012. 
- [33] H. Czichos, *Hütte: Die Grundlagen der Ingenieurwissenschaften*, 29te Auflage. Berlin: Springer, 1989.
- [34] E. Ivers-Tiffée und W. von Münch, *Werkstoffe der Elektrotechnik*. Wiesbaden: Teubner, 2007.

- [35] E. Kallenbach, R. Eick, P. Quendt, T. Ströhla, K. Feindt, M. Kallenbach, und O. Radler, *Elektromagnete*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2012.
- [36] L. Kneissler, “Die Lorentzkraft in elektrischen Maschinen,” *E und M*, Band 87, Nr. 10, S. 475, 1970.
- [37] H. Eckhardt, *Grundzüge der Elektrischen Maschinen*. Vieweg+Teubner Verlag, Jan. 1982.
- [38] H. Kleinrath, *Grundlagen elektrischer Maschinen: Studienbuch für Studierende der Elektrotechnik und der Physik an Universitäten und Ingenieurschulen ab 3. Semester*. Akademische Verlagsgesellschaft, 1975.
- [39] T. Nussbaumer, P. Karutz, F. Zurcher, und J. W. Kolar, “Magnetically Levitated Slice Motors - An Overview,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 47, Nr. 2, S. 754–766, Mär.-Apr. 2011. [d](#)
- [40] W. Gruber, “Bearingless Slice Motors: General Overview and the Special Case of Novel Magnet-Free Rotors,” in *Proc of 9th Innovative Small Drives and Micro-Motor Systems Symposium*, S. 1–6, Sep. 2013.
- [41] F. Zürcher, “Der lagerlose Multipolarmotor,” Dissertation, ETH Zürich, 2012. [d](#)
- [42] Z. Ren und L. Stephens, “Force Characteristics and Gain Determination for a Slotless Self-bearing Motor,” *IEEE Transactions on Magnetism*, Band 42, Nr. 7, S. 1849–1860, 2006. [d](#)
- [43] J. Luomi, C. Zwyssig, A. Looser, und J. W. Kolar, “Efficiency Optimization of a 100-W 500 000-r/min Permanent-Magnet Machine Including Air-Friction Losses,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 45, Nr. 4, S. 1368–1377, Jul.-Aug. 2009. [d](#)
- [44] T. M. Lim und D. Zhang, “Control of Lorentz Force-type Self-bearing Motors with Hybrid PID and Robust Model Reference Adaptive Control Scheme,” *Mechatronics*, Band 18, Nr. 1, S. 35–45, Feb. 2008. [d](#)
- [45] S. Ueno und T. Kato, “A Novel Design of a Lorentz-force-type Small Self-bearing Motor,” in *Proc. of International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, S. 926–931, Nov. 2009. [d](#)

-
- [46] L. S. Stephens und D.-G. Kim, “Analysis and Simulation of a Lorentz-type Slotless, Self-bearing Motor,” *Control Engineering Practice*, Band 10, Nr. 8, S. 899–905, Aug. 2002. 
- [47] L. Stephens und D.-G. Kim, “Force and Torque Characteristics for a Slotless Lorentz Self-bearing Servomotor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 38, Nr. 4, S. 1764–1773, Jul. 2002. 
- [48] H. Mitterhofer, D. Andessner, und W. Amrhein, “Analytical and Experimental Loss Examination of a High Speed Bearingless Drive,” in *Proc. of International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, S. 146 –151, Jun. 2012. 
- [49] DIN EN 10106:2013-11, “Kaltgewalztes nicht kornorientiertes Elektrolech und -band im schlussgeglühten Zustand,” *DIN Deutsches Institut für Normung e. V.*, Nov. 2013.
- [50] DIN 8062:2009-10, “Rohre aus weichmacherfreiem Polyvinylchlorid (PVC-U) - Maße,” *DIN Deutsches Institut für Normung e. V.*, Okt. 2009.
- [51] F. Zürcher, T. Nussbaumer, W. Gruber, und J. W. Kolar, “Design and Development of a 26-Pole and 24-Slot Bearingless Motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 45, Nr. 10, S. 4594–4597, Okt. 2009. 
- [52] Eclipse Magnetics Ltd, “Neodymium Iron Boron Magnets Datasheet.” ”
- [53] e-Magnets UK, “NdFeB / Neodymium Data Sheet.” ”
- [54] Deutsche Edelstahlwerke, “Nichtrostender austenitischer Stahl 1.4301,” 01.03.08.
- [55] ThyssenKrupp Materials Schweiz, “Titan Grade 5,” http://www.thyssenkrupp.ch/documents/Titan_Grade_5.pdf.
- [56] I. Szabó, *Höhere technische Mechanik : Nach Vorlesungen*, 6te Auflage. Berlin: Springer, 2001.
- [57] R. Larsonneur, “Design and Control of Active Magnetic Bearing Systems for High Speed Rotation,” Dissertation, ETH Zürich, 1990. 

- [58] A. Künzli, “Die Berechnung der Spannungen in Rotoren, die aus Scheiben und Zylinderschalen aufgebaut sind,” Dissertation, ETH Zürich, 1960. [d](#)
- [59] C. P. Steinmetz, “On the Law of Hysteresis,” *Encyclopedia of American Biography*, Band 9, S. 3–64, 1892.
- [60] Cogent Surahammars Bruk AB, “Typical Data for SURA® M270-35A,” Jun. 2008.
- [61] A. Cecchetti, G. Ferrari, F. Masoli, und G. Soardo, “Rotational Power Losses in 3% SiFe as a Function of Frequency,” *IEEE Transactions on Magnetism*, Band 14, Nr. 5, S. 356–358, Sep. 1978. [d](#)
- [62] T. Yamaguchi und K. Narita, “Rotational Power Loss in Commercial Silicon-iron Laminations,” *Electrical Engineering in Japan*, Band 96, Nr. 4, S. 15–21, Jan. 1976. [d](#)
- [63] J. G. Zhu und V. Ramsden, “Improved Formulations for Rotational Core Losses in Rotating Electrical Machines,” *IEEE Transactions on Magnetism*, Band 34, Nr. 4, S. 2234–2242, Jul. 1998. [d](#)
- [64] J. G. Zhu, V. Ramsden, und J. D. Sievert, “Modelling of Rotational Hysteresis Loss in Electrical Sheet Steels,” in *Proc. of the Int. Symp. on Non-Linear Electromagnetic Systems (ISEM)*, Band 95, S. 2234–2242, Sep. 1995.
- [65] G. Bertotti, A. Boglietti, M. Chiampi, D. Chiarabaglio, F. Fiorillo, und M. Lazzari, “An Improved Estimation of Iron Losses in Rotating Electrical Machines,” *IEEE Transactions on Magnetism*, Band 27, Nr. 6, S. 5007–5009, Nov. 1991. [d](#)
- [66] S. Iwasaki, R. Deodhar, Y. Liu, A. Pride, Z. Zhu, und J. Bremner, “Influence of PWM on the Proximity Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 45, Nr. 4, S. 1359–1367, Jul. 2009. [d](#)
- [67] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, und M. Pastorelli, “Predicting Iron Losses in Soft Magnetic Materials with Arbitrary Voltage Supply: An Engineering Approach,” *IEEE Transactions on Magnetism*, Band 39, Nr. 2, S. 981–989, Mär. 2003. [d](#)
- [68] J. Loncarski, *Peak-to-Peak Output Current Ripple Analysis in Multi-phase and Multilevel Inverters*, Ser. Springer Theses. Cham: Springer International Publishing, 2014. [d](#)

-
- [69] L. Schwager, A. Tuysuz, C. Zwyssig, und J. W. Kolar, “Modeling and Comparison of Machine and Converter Losses for PWM and PAM in High-Speed Drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 50, Nr. 2, S. 995–1006, Mär. 2014. 
- [70] K. Yamazaki und A. Abe, “Loss Investigation of Interior Permanent-Magnet Motors Considering Carrier Harmonics and Magnet Eddy Currents,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 45, Nr. 2, S. 659–665, Mär. 2009. 
- [71] K. Yamazaki, T. Fukuoka, K. Akatsu, N. Nakao, und A. Ruderman, “Investigation of Locked Rotor Test for Estimation of Magnet PWM Carrier Eddy Current Loss in Synchronous Machines,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 48, Nr. 11, S. 3327–3330, Nov. 2012. 
- [72] K. Bradley, W. Cao, J. Clare, und P. Wheeler, “Predicting Inverter-Induced Harmonic Loss by Improved Harmonic Injection,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Band 23, Nr. 5, S. 2619–2624, Sep. 2008. 
- [73] A. Borisavljevic, “Electromagnetic Modeling of Slotless PM Machines,” in *Limits, Modeling and Design of High-Speed Permanent Magnet Machines*, Ser. Springer Theses. Springer Berlin Heidelberg, 2013, S. 29–70. 
- [74] E. Bilgen und R. Boulos, “Functional Dependence of Torque Coefficient of Coaxial Cylinders on Gap Width and Reynolds Numbers,” *Journal of Fluids Engineering*, Band 95, Nr. 1, S. 122–126, Mär. 1973. 
- [75] T. Carolus, *Ventilatoren*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2013. 
- [76] E. M. Greitzer, “Review—Axial Compressor Stall Phenomena,” *Journal of Fluids Engineering*, Band 102, Nr. 2, S. 134–151, Jun. 1980. 
- [77] S. Bianchi, A. Corsini, L. Mazzucco, L. Monteleone, und A. G. Sheard, “Stall Inception, Evolution and Control in a Low Speed Axial Fan With Variable Pitch in Motion,” *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*, Band 134, Nr. 4, S. 042 602–042 602, Jan. 2012. 

- [78] H. Perassi, G. Berger, und J. Petzoldt, “Practical Implementation of the Sensorless Field Oriented Control of a PMSM for Wide Speed Range,” in *Proc. of European Conference on Power Electronics and Applications*, S. 7, Sep. 2005. 
- [79] K. Raggl, B. Warberger, T. Nussbaumer, S. Burger, und J. W. Kolar, “Robust Angle-Sensorless Control of a PMSM Bearingless Pump,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Band 56, Nr. 6, S. 2076–2085, Jun. 2009. 
- [80] G. Wunsch und H.-G. Schulz, *Elektromagnetische Felder*. Berlin: VEB Verlag Technik, 1989.

Abbildungsverzeichnis

1	Definition der Geometrieparameter des lagerlosen Motors. . . .	xix
1.1	Schnittdarstellung des lagerlosen Motors.	5
1.2	Vergleich des nutenlosen mit klassischen Scheibenläufermotoren.	6
1.3	Vergleich von toroidaler Wicklung und Luftspaltwicklung.	7
2.1	Leiter im nutenlosen Luftspalt.	14
2.2	Leiter im genuteten Luftspalt.	14
2.3	Definition der Koordinaten.	16
2.4	Passive Steifigkeiten.	17
2.5	Funktionsprinzip von Antrieb und Lager.	20
2.6	Lagerkraftherzeugung durch Maxwellkräfte.	21
2.7	Ankerstrombelag für Antrieb und Lager.	25
2.8	Vektorielle Darstellung der Lagerkraftbildung.	29
3.1	Radialkraft und Kippmoment bei Drehung des Rotors.	42
3.2	Magnetisierungsvarianten.	44
3.3	Abhängigkeit der Steifigkeiten von der Polpaarzahl des Rotors.	45
3.4	Abhängigkeit der Axialsteifigkeit vom Rotorrückschluss.	46
3.5	Vergleich von kombinierter und getrennter Wicklung.	48
3.6	Leistungselektronik zwei-, drei- und vierphasig.	55
3.7	Übersicht über mögliche Topologien.	56
3.8	Luftspaltfeld und Lagerkraft der 2x8-Spulen Topologie.	58
3.9	Luftspaltfeldanalyse der 2x9-, 2x12- und 2x18-Spulen Topologien.	60
3.10	Vergleich der Leistungsfähigkeit der Topologien.	61
4.1	Drehzahl und Durchmesser der Prototypen.	66
4.2	Fotografie des Prototypen S10.1.	68
4.3	Explosionsdarstellung des Prototypen S10.1.	69
4.4	Fotografie des Prototypen S02.	70
4.5	Fotografien des Prototypen S16 mit und ohne Rotor.	71
4.6	Fotografie des Prototypen S37 ohne Rotor.	72
4.7	Explosions- und Schnittdarstellung des ringförmigen Rotors.	74
4.8	Rotierender Ring mit Druckbelastung auf der Innenseite.	78

4.9	Vergleichsspannung im Rotormantel.	80
4.10	Simulation der Vergleichsspannung im Rotormantel.	81
4.11	Simulation der Vergleichsspannung im Rotormantel mit Magnet.	82
4.12	Schematisches Schnittbild durch den nutenlosen lagerlosen Motor.	84
4.13	Einfluss des Luftspalts auf Antrieb und Lager.	85
4.14	Einfluss der Magnet- und Rotordicke auf Lagereigenschaften.	87
4.15	Axial- und Kippsteifigkeit in Abhängigkeit der Rotorhöhe.	88
4.16	Schematische Darstellung der Kippsteifigkeit.	89
4.17	Einfluss der Statorhöhe auf passive Steifigkeiten.	90
4.18	Axialkraft und Kippmoment bei Auslenkung des Rotors.	90
4.19	Abhängigkeit der Antriebskonstante von Rotor- und Statorhöhe.	91
4.20	Messung von Lagerkraft und Antriebsmoment.	93
4.21	Messung von Axial- und Radialkraft bei Rotorauslenkung.	94
4.22	Spulenströme und Rotorposition während des Aufstartvorgangs.	95
4.23	Lager- und Antriebsstroms im Betrieb des Motors S10.1.	95
5.1	Vereinfachtes Regelschema des lagerlosen Motors.	97
5.2	Verzerrung des Luftspaltfeldes durch Antriebsstrom.	99
5.3	Winkel des Luftspaltfeldes.	100
5.4	Position der Hallsensorik im Luftspalt.	101
5.5	Kompensiertes Winkelsignal am Prototypen S10.P1.	102
6.1	Flussdichte im Statorquerschnitt.	106
6.2	Feldverlauf im Statoreisen.	107
6.3	Vergleich der Rotations- und Wechselfeld-Hystereseverluste.	109
6.4	Flussdichte im Querschnitt der Spule.	112
6.5	Feldverlauf in der Spule.	113
6.6	Messung der Spulenströme.	120
6.7	FFT-Analyse der Spulenströme und harmonischer Einflussfaktor.	120
6.8	Wirbelstromdichte im Rotormantel.	121
6.9	Verluste der Prototypen.	127
6.10	Vergleich der Motorverluste der Prototypen.	129
6.11	Anteile der Verlustkomponenten.	130
6.12	Schnittdarstellung der Wirbelstrombremse.	132
6.13	Verluste in Abhängigkeit der Last.	133
7.1	Schnittdarstellung des Axialventilators S16.	137
7.2	Fotografie des Axialventilators.	137
7.3	Schematische Darstellung des Ventilatorprüfstands.	138
7.4	Druck-Durchflussdiagramm und Wirkungsgrad des Axiallüfters.	139
7.5	Wirkungsgrad des Umrichters.	140
7.6	Leistungsflussdiagramm des Axiallüfters.	140

7.7	Axiallast des Ventilators.	143
7.8	Schnittdarstellung des Radialventilators S10.	144
7.9	Druck-Durchflussdiagramm und Wirkungsgrad des Axiallüfters.	145
A.1	Bewegter Körper im Magnetfeld.	151
A.2	Leistungsumsatz über Lorentzkraft.	158

Tabellenverzeichnis

2.1	Maxwell- und Lorentzkräfte.	32
2.2	Induktivitätsmesswerte S10.1.	37
3.1	Vorteile kombinierter und getrennter Wicklungen.	51
3.2	Vergleich der Topologien.	62
4.1	Parameter der Prototypen S10.1 und S10.2.	67
4.2	Parameter der Prototypen S02, S16 und S37.	67
4.3	Festigkeitskennwerte der Rotormaterialien.	76
6.1	Übersicht über alle Verlustmechanismen.	104
6.2	Steinmetzparameter M270-35A.	105
6.3	Einfluss des elliptischen Feldverlaufs auf die Eisenverluste.	110
6.4	Verzerrungsfaktoren.	116

Lebenslauf

Personalien

Name	Daniel Steinert
Geburtsdatum	5. Mai 1987
Geburtsort	Roth, Deutschland
Eltern	Rainer und Ingrid Steinert

Ausbildung und Studium

2012 – 2015	Dokoratsstudium an der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik der ETH Zürich bei Prof. Dr. J. W. Kolar
2006 – 2012	Diplomstudium Mechatronik, TU Dresden
1997 – 2006	Luisenburggymnasium Wunsiedel (Abschluss: Abitur)
1993 – 1997	Volksschule Röslau

Berufstätigkeit

seit 11/2015	Entwicklungsingenieur bei der Firma <i>Levitronix GmbH</i> , Zürich
2012 – 2015	Wissenschaftlicher Mitarbeiter und Doktorand an der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik der <i>ETH Zürich</i> in Zusammenarbeit mit der Firma <i>Levitronix GmbH</i> , Zürich
11/2010 – 03/2011	Fachpraktikum bei <i>EADS Astrium Space Transportation</i> , Friedrichshafen
09/2009 – 03/2010	Werkstudententätigkeit bei <i>EA EnergieArchitektur GmbH</i> , Dresden