

DISS. ETH Nr. 26548

Lagerlose Scheibenläufermotoren ohne Permanentmagnete im Rotor

Abhandlung zur Erlangung des Titels

DOKTOR DER WISSENSCHAFTEN der ETH ZÜRICH
(Dr. sc. ETH Zürich)

vorgelegt von

THOMAS HOLENSTEIN

MSc ETH ETIT, ETH Zürich

geboren am 13.06.1984

von Fischingen, Thurgau

angenommen auf Antrag von

Prof. Dr. Johann W. Kolar, Referent

Prof. Dr. Hans-Peter Nee, Korreferent

2020

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Doktorand am Power Electronic Systems Laboratory (PES) der ETH Zürich in Zusammenarbeit mit der Firma Levitronix GmbH.

Meinem Doktorvater Prof. Dr. Johann W. Kolar danke ich für das entgegengebrachte Vertrauen, sowie für die Möglichkeit, dieses interessante Themengebiet mit grosser Freiheit bearbeiten zu dürfen. Ebenfalls gilt mein Dank Prof. Dr. Hans-Peter Nee für die freundliche Übernahme des Korreferats.

Ein besonderer Dank gebührt Dr. Thomas Nussbaumer, der mir auch bei abwegigen neuen Projektideen stets den Rücken stärkt und zusammen mit Dr. Reto Schöb und Dr. Natale Barletta die Dissertation in dieser Form überhaupt ermöglicht hat.

Dr. Marcel Schuck danke ich für die wissenschaftliche Hilfe für Publikationen, Florian Wassmer für die professionelle Vertretung in der Firma Levitronix während meiner Schreibzeit, Céline Schönenberger und Nils Schlegel für den unermüdlichen Einsatz beim Lüfterprojekt, welches ebenfalls aus dieser Dissertation entstanden ist. Danken möchte ich auch Pascal Püntener, Dr. Daniel Steinert und allen Mitarbeitern der Firma Levitronix für die gute Zusammenarbeit.

Ganz speziell danken möchte ich meiner Frau Seraina. Sie hat mich stets grossartig unterstützt, an mich geglaubt und erinnert mich immer wieder an die wirklich wichtigen Sachen im Leben.

Zürich, im Oktober 2019

Thomas Holenstein

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	3
Kurzfassung	9
Abstract	10
Symbolverzeichnis	12
1 Einleitung	19
1.1 Der lagerlose Scheibenläufermotor	19
1.1.1 Anwendungsgebiete	21
1.2 Stand der Technik	22
1.2.1 Topologien mit PM im Rotor	23
1.2.2 Wicklungskonzepte	27
1.2.3 Stabilisierung passiver Freiheitsgrade	28
1.2.4 Topologien ohne PM im Rotor	29
1.3 Aufgabenstellung	31
1.4 Publikationen	32
2 Grundsätzliche Topologieüberlegungen	37
2.1 Einführung wichtiger Parameter	37
2.2 Kraftbildung	39
2.3 Luftspaltskalierung unter Vernachlässigung von Streuung	41
2.4 Realer Eisenkreis mit Streufeldern	43
2.4.1 Streufluss	43
2.4.2 Strukturgrößen	45
2.4.3 Platzierung von Permanentmagneten und Spulen .	47
2.5 Motorskalierung	47
2.5.1 Skalierungsgrenzen	48
2.5.2 Skalierung mit konstanter Flussdichte	49
2.5.3 Konstante ohmsche Verluste pro Oberfläche	51
2.5.4 Fazit Motorskalierung	53

3	Topologien ohne Permanentmagnete im Rotor	55
3.1	Reduktion von PM im Rotor	55
3.2	Topologien mit PM im Stator	56
3.2.1	Flux-Switching PM Topologie	58
3.3	Topologien ohne Permanentmagnete	61
3.3.1	Lagerloser Synchronreluktanz-Scheibenläufer . . .	61
3.3.2	SynRM Funktionsweise	62
3.3.3	Betrachtungen zum Magnetisierungsstrom	64
3.3.4	SynRM Statorzahn- und Polpaarzahl	65
4	Synthetischer Topologievergleich	67
4.1	Topologien im Vergleich	67
4.2	Vergleich von Kräften und Momenten	68
4.2.1	Passive Axial- und Verkippungssteifigkeit	69
4.2.2	Radialkräfte und Drehmoment	71
4.3	Vergleich Eignung nach Applikation	75
5	Optimierung und Ansteuerung	77
5.1	Magnetostatische Optimierungen	77
5.1.1	Parameter für Optimierung	78
5.1.2	Optimierungsstrategie	79
5.1.3	Zielkonflikte	81
5.2	Auslegung der Windungszahl	82
5.3	Leistungselektronik	83
5.4	Ansteuerung	85
6	Aufgebaute Prototypen	87
6.1	Prototyp PMSM PP4 Normal und Low-Cost	88
6.2	Prototyp FSPM PP6 und PP9	89
6.3	Prototyp SynRM PP1	91
6.4	Dimensionen und Kennzahlen der Prototypen	93
6.5	Kräfte und Momente der Prototypen	96
6.5.1	Nenndurchflutungen	96
6.5.2	Aktive Kräfte und Momente	97
6.5.3	Passive Kräfte und Momente	99
6.5.4	Analyse Regelbarkeit	99

7 Prototypen im Betrieb	105
7.1 Inbetriebnahme	105
7.1.1 PMSM PP4 Normal und Low-Cost	105
7.1.2 Besonderheiten FSPM PP6 und PP9	106
7.1.3 Besonderheiten SynRM PP1	109
7.2 Systemparameter	112
7.2.1 Spulenwiderstand und Füllfaktor	112
7.2.2 Induktivitäten	114
7.2.3 Verifikation Drehmoment	116
7.3 Betrieb in Luft	119
7.3.1 Erreichte Maximaldrehzahlen	119
7.3.2 Radialposition, Lager- und Antriebsströme	121
7.3.3 Leerlaufverluste	121
7.4 Betrieb im Wasser als Mischer	123
8 Zusammenfassung und Ausblick	125
8.1 Zusammenfassung	125
8.2 Ausblick	126
A Anhang	127
A.1 Eisenkreis mit bestromter Spule	127
A.2 Eisenkreis mit Permanentmagnet	128
Literaturverzeichnis	129
Lebenslauf	145

Kurzfassung

In der Pharma- und Biotechindustrie werden Rührwerke benötigt, die höchsten technischen Anforderungen an Reinheit und scherkraftminimalem Mischen genügen müssen. Diese Aufgabe wird idealerweise mit einem lagerlosen Motor gelöst, bei dem die Lagerung des Rührkopfes vollkommen berührungslos erfolgt und das Antriebsmoment reibungsfrei übertragen wird. Um bestmögliche Sterilität zu garantieren wird das Mischgut in einem hermetisch dichten Beutel gemischt, welcher nach jedem Mischvorgang zusammen mit dem Rotor entsorgt wird. Bei den bestehenden Systemen enthält der Rotor Seltene-Erden-Permanentmagnete, was aus ökonomischer und ökologischer Sicht nicht ideal ist.

Zur Lösung dieses Problems wurden in dieser Arbeit neuartige lagerlose Scheibenläufer-Motorkonzepte für Rührwerke in Einmalanwendungen entwickelt, mit Rotoren ohne Permanentmagnete. Die Rotoren, welche lediglich aus einem ferromagnetischen Stück Eisen oder Elektroblechpaket bestehen, sind kostengünstig herzustellen und bieten durch den einfachen Aufbau aus einem einzigen Material bessere Voraussetzungen für eine vollständige Rezyklierung. Zudem ergeben sich auch Vorteile für Anwendungen mit sehr hohen Umgebungstemperaturen, bei welchen Permanentmagnete entmagnetisiert würden und bei sehr hohen Umfangsgeschwindigkeiten durch die höhere Materialfestigkeit.

Die grösste Herausforderung liegt im Erreichen des benötigten grossen Luftspaltes bei gleichzeitig hohem Drehmoment und hohen passiven Steifigkeiten. Der grosse Luftspalt wird benötigt, um eine stabile Tankwand sowie die Motor- und Rotorumkapselung unterzubringen, welche aus Kostengründen mit moderaten Toleranzen hergestellt werden. Zur Minimierung der Scherkräfte soll auch noch ein grosser Fluidspalt übrigbleiben und aus demselben Grund laufen Mischanwendungen der Pharma- und Biotechindustrie bei tiefen Drehzahlen und hohen Drehmomenten ab.

In einem ersten Schritt wurden deshalb theoretische Überlegungen angestellt, wie eine Topologie auszuführen ist, damit ein grosses Verhältnis

von Luftspalt zu Rotorradius realisiert werden kann, bei gleichzeitig tiefen Streufeldern und demzufolge grossem Drehmoment. In einem weiteren Schritt wurden dann konkrete Topologien ausgearbeitet. Um die Vorteile durch die Permanentmagnete im Motor nicht zu verlieren liegt es nahe, diese einfach vom Rotor in den Stator zu verschieben. Es sind aber auch Topologien von Interesse, welche gänzlich ohne Permanentmagnete auskommen.

Die ausgearbeiteten Topologien mit und ohne Permanentmagnete im Stator wurden danach unter Berücksichtigung sämtlicher für lagerlose Scheibenläufermotoren wichtiger Aspekte ganzheitlich optimiert. Dieselbe Optimierung wurde parallel dazu mit einer Referenztopologie mit Permanentmagneten im Rotor durchgeführt, wobei hier der Fokus auch noch auf eine möglichst starke Reduktion der Permanentmagnet-Masse gelegt wurde. Nebst dem Drehmoment wurden auch folgende Aspekte berücksichtigt: Verkippungs- und Axialsteifigkeit, Radialkräfte, radiale Aufstartdistanz, Linearität und Entkopplung der Kraftachsen, Nutrasten und winkelabhängige Kraft- und Drehmomentfluktuationen.

Zuletzt wurden die vielversprechendsten Konzepte konstruiert, aufgebaut und in Betrieb genommen. Es sind dies je ein Statorkonzept mit Permanentmagneten im Rotor, mit Permanentmagneten im Stator und gänzlich ohne Permanentmagnete. Betrieben werden diese mit fünf Rotorvarianten, wobei die Sensorik und Wicklungen jeweils in Hardware oder Software passend zur Rotorpolpaarzahl verschalten werden können.

Die Prototypen wurden im Betrieb in Luft ausgemessen und mit einem Flügelrad als Last in einem 1000 Liter Tank im Wasser betrieben. Damit konnte die Machbarkeit von Systemen ohne Permanentmagnete im Rotor gezeigt werden. Die angestrebten Zielspezifikationen von 6 Nm Drehmoment bei 5 mm Luftspalt und einem Luftspaltverhältnis von 0.1 wurden mit allen Topologien erreicht und teils sogar deutlich übertroffen.

Abstract

In the pharma and biotech industry, stirrers are needed that satisfy highest technical requirements in terms of purity and shear-minimal mixing. This task is ideally resolved with a bearingless motor, where the mixing head is suspended in an entirely contactless manner and the drive torque is transmitted frictionless. In order to guarantee best possible sterility, the mixture is mixed in a hermetically sealed bag, which is disposed of after each mixing process including the rotor. The rotors of existing systems contain rare earth permanent magnets, which both from an economical and ecological perspective is non-ideal.

As a solution to this problem novel bearingless slice motor concepts for single-use stirrers were developed in this work, that contain no permanent magnets in the rotor. The rotor, which solely consist of a ferromagnetic piece of iron or electrical steel, can be manufactured cost-effective and offers better preconditions for complete recyclability due to the single component structure. Additional advantages result for applications with very high ambient temperatures, where permanent magnets would demagnetize or for very high circumferential speeds due to higher material strength.

The biggest challenge lies in achieving the required large air gap and maintaining high torque and high passive stiffnesses at the same time. The large air gap is needed to accommodate a stable tank wall as well as motor and rotor encapsulation, which for cost reasons are all manufactured at moderate tolerances. The remaining fluid gap should be large to minimize shear forces and for the same reason stirring applications in the pharma and biotech industry take place at low rotational speeds which require high motor torque.

Therefore, in a first step, theoretical considerations were initiated on how topologies need to be constructed, to be able to achieve a large ratio of air gap relative to rotor outer radius and to achieve a low amount of stray flux and therefore high torque at the same time. In a further step,

specific topologies were worked out. In order to not lose the advantages of permanent magnets in the motor, an obvious solution is to simply move them from the rotor to the stator. Nevertheless, also topologies that omit permanent magnets completely are of highest interest.

The developed topologies with and without permanent magnets in the stator were then, under consideration of all aspects relevant to bearingless slice motors, optimized with a multi-objective approach. The same procedure was conducted in parallel with a reference topology with permanent magnets in the rotor, whereas the optimization focus here was also put on the minimization of the permanent magnet mass. Apart from torque, also the following aspects were considered: tilting and axial stiffness, radial forces, radial startup distance, linearity and decoupling of force axes, cogging torque and angle dependent force and torque fluctuations.

Finally, the most promising concepts were designed, constructed and put into operation. Three stator concepts were built with permanent magnets in the rotor, permanent magnets in the stator and one completely without. The stators were then operated with five different rotor concepts, whereby the winding and sensory system was adjusted in hardware respectively software to the particular rotor pole pair number.

The performance of the prototypes was measured under normal operation in air and they were operated in water in a 1000-liter tank with mounted mixing blades as load. Thereby the feasibility of systems without permanent magnets in the rotor was shown. The targeted specifications of 6 Nm torque and 5 mm air gap with an air gap ratio of 0.1 were with all prototypes achieved and partly even significantly exceeded.

Symbolverzeichnis

Formelzeichen - lateinisch

c_{Hy}	Parameter der Hystereseverluste	
$c_{R,barr}$	Eisenverhältnis (Verhältnis Flussstege zu Luft)	m
c_{Ws}	Parameter der Wirbelstromverluste	
d_{Fe}	Dicke Elektroblech	m
d_{Ri}	Rotorinnendurchmesser	m
d_{Rm}	Rotormitteldurchmesser	m
d_{Ro}	Rotoraussendurchmesser	m
d_{Si}	Statorinnendurchmesser	m
$d_{Si,back}$	Innendurchmesser vom Statorrückschluss	m
d_{Sm}	Statormitteldurchmesser	m
d_{So}	Statoraussendurchmesser	m
$d_{So,back}$	Aussendurchmesser des Statorrückschlusses	m
f_{Fe}	Frequenz im Eisen	Hz
h_{coil}	Statorspulenhöhe	m
h_R	Rotorhöhe	m
h_S	Statorhöhe	m
$h_{S,back}$	Statorrückschlusshöhe	m
$h_{S,tooth}$	Statorzahnhöhe	m
$i_{1..6}$	Phasenströme, Phasen 1 bis 6	A
i_{bng}	Lagerstrom	A
$i_{bng,x}$	Lager x-Strom	A
$i_{bng,y}$	Lager y-Strom	A
$i_{drv,d}$	Antrieb d-Strom	A
$i_{drv,q}$	Antrieb q-Strom	A
i_{mag}	Magnetisierungsstrom	A
k	Skalierungsfaktor für Dimensionen	
k_i	Stromkonstante Lager	N/A
k_r	Radialsteifigkeit	N/mm
k_x	Radialsteifigkeit in x-Richtung	N/mm

k_z	Axialsteifigkeit	N/mm
k_α	Verkippungssteifigkeit um d-Achse	Nm/°
$k_{\alpha,\beta}$	Verkippungssteifigkeit	Nm/°
k_β	Verkippungssteifigkeit um q-Achse	Nm/°
l_{Fe}	Eisenlänge Eisenkreis	m
l_{PM}	Länge Permanentmagnet	m
m_{Fe}	Eisenmasse Motor	kg
$m_{\text{R,Fe}}$	Eisenmasse Rotor	kg
$m_{\text{R,PM}}$	Permanentmagnetmasse Rotor	kg
$m_{\text{S,Cu}}$	Kupfermasse Stator	kg
$m_{\text{S,Fe}}$	Eisenmasse Stator	kg
$m_{\text{S,PM}}$	Permanentmagnetmasse Stator	kg
n_{N}	Nenn Drehzahl	U/min
$n_{\text{R,barr}}$	Anzahl Flussbarrieren (Rotor)	
p	Polpaarzahl	
p_{bng}	Polpaarzahl Lagerbestromung	
p_{drv}	Polpaarzahl Antriebsbestromung	
r_{N}	Radiale Nennauslenkung	m
r_{Ri}	Rotorinnenradius	m
r_{Rm}	Rotormittelradius	m
r_{Ro}	Rotorausseradius	m
r_{Si}	Statorinnenradius	m
$r_{\text{Si,back}}$	Innenradius des Statorrückschlusses	m
r_{Sm}	Statormittelradius	m
r_{So}	Stotorausseradius	m
$r_{\text{So,back}}$	Ausseradius des Statorrückschlusses	m
$w_{\text{R,barr}}$	Rotorflussstegbreite	m
$w_{\text{R,PM}}$	Rotorpermanentmagnetbreite	m
$w_{\text{R,tooth}}$	Rotorzahnbreite	m
$w_{\text{S,L}}$	Statorsäulenbreite	m
$w_{\text{S,PM}}$	Statorpermanentmagnetbreite	m
$w_{\text{S,tooth}}$	Statorzahnbreite	m
x, y, z	kartesische Koordinaten	m
z_{N}	Axiale Gleichgewichtsposition	m
$A_{\text{coil,bng}}$	Querschnittsfläche Lagerspule	m ²
$A_{\text{coil,drv}}$	Querschnittsfläche Antriebsspule	m ²
A_{Fe}	Querschnittsfläche Eisenkreis (unter Spule)	m ²
A_{mot}	Motoroberfläche	m ²

A_{PM}	Querschnittsfläche Permanentmagnet	m^2
A_δ	Polfläche	m^2
B	Magnetische Flussdichte	T, Vs/m ²
B_{Fe}	Magnetische Flussdichte im Eisen	T, Vs/m ²
B_{PM}	Magnetische Flussdichte im Permanentmagnet	T, Vs/m ²
B_R	Remanenzflussdichte	T, Vs/m ²
B_δ	Magnetische Flussdichte im Luftspalt	T, Vs/m ²
$B_{\delta,coil}$	B_δ durch Spulendurchflutung	T, Vs/m ²
$B_{\delta,PM}$	B_δ durch Permanentmagnet	T, Vs/m ²
D	Verhältnis Rotorhöhe zu -durchmesser	
D_{in}	D für Innenläufer	
D_{out}	D für Aussenläufer	
F	Kraft	N
F_{coil}	Spulenfüllfaktor	
F_g	Schwerkraft	N
F_{mag}	Magnetische Zugkraft	N
$F_{r,act}$	Radialkraft Aktiv	N
$F_{r,act,N}$	Nenn-Radialkraft Aktiv	N
$F_{r,pas}$	Radialkraft Passiv	N
$F_{rad,i}$	Radialkraftkomponente Statorzahn i	N
$F_{tan,i}$	Tangentialkraftkomponente Statorzahn i	N
F_x	Radialkraft x-Richtung	N
F_y	Radialkraft y-Richtung	N
F_z	Axialkraft Passiv	N
$F_{z,i}$	Axialkraftkomponente Statorzahn i	N
G	Luftspaltverhältnis	
G_{in}	Luftspaltverhältnis Innenläufer	
G_{out}	Luftspaltverhältnis Aussenläufer	
H	magnetische Feldstärke	A/m
H	Verhältnis Rotor zu Statorhöhe	
H_{Fe}	magnetische Feldstärke im Eisen	A/m
H_{PM}	magnetische Feldstärke im Permanentmagnet	A/m
H_δ	magnetische Feldstärke im Luftspalt	A/m
I	Strom	A
I_{coil}	Spulenstrom	A
$K(p)$	K Matrix	
K_1	Fitting Parameter Flussdichte	T, Vs/m ²
K_2	Fitting Parameter Luftspalt	mm

$K_{\text{FSPM}}(p)$	K Matrix für FSPM Motoren	
L_{bng}	Lager Induktivität	H
$L_{\text{drv,d}}$	Antrieb d-Induktivität	H
$L_{\text{drv,q}}$	Antrieb q-Induktivität	H
N	Windungszahl	
N_{bng}	Windungszahl Lagerspule	
N_{drv}	Windungszahl Antriebsspule	
P_{Cu}	Ohmsche Verlustleistung in Spulen	W
P_{Hy}	Hystereseverlustleistung (im Eisen)	W
$P_{\text{loss,mot}}$	Motorverlustleistung	W
P_{N}	Nennleistung	W
P_{Ws}	Wirbelstromverlustleistung (im Eisen)	W
R_{coil}	Elektrischer Widerstand Spulen	Ω
S	Strukturgrößenverhältnis	
T	Drehmoment	Nm
T_{cogg}	Nutrastmoment	Nm
T_{N}	Nenn Drehmoment	Nm
T_x	Verkippungs-Rückstellmoment in x-Richtung	Nm
T_α	Verkippungs-Rückstellmoment in d-Achse	Nm
T_β	Verkippungs-Rückstellmoment in q-Achse	Nm
V	Volumen	m^3
V_{mot}	Motorvolumen	m^3
$V_{\text{R,Fe}}$	Eisenvolumen Rotor	m^3
$V_{\text{R,PM}}$	Permanentmagnetvolumen Rotor	m^3
$V_{\text{S,Cu}}$	Kupfervolumen Stator	m^3
$V_{\text{S,Fe}}$	Eisenvolumen Stator	m^3
$V_{\text{S,PM}}$	Permanentmagnetvolumen Stator	m^3

Formelzeichen - griechisch

α	Verkippwinkel des Rotors um d-Achse	$^\circ$
$\alpha_{\text{R,tooth}}$	Rotorzahnwinkel	$^\circ$
β	Verkippwinkel des Rotors um q-Achse	$^\circ$
δ_{mag}	Luftspalt	m
$\delta_{\text{R,PM}}$	Rotorpermanentmagnetdicke	m
$\delta_{\text{S,L}}$	Statorsäulentiefe	m
$\delta_{\text{S,tooth}}$	Statorzahntiefe	m

Θ_{bng}	Durchflutung Lagerspule	A
$\Theta_{\text{bng,N}}$	Nenndurchflutung Lagerspule	A
Θ_{drv}	Durchflutung Antriebsspule	A
$\Theta_{\text{drv,N}}$	Nenndurchflutung Antriebsspule	A
$\Theta_{\text{mag,N}}$	Nenndurchflutung Magnetisierungsstrom	A
Θ_{N}	Nenndurchflutung	A
μ_{r}	relative Permeabilität	
$\mu_{\text{r,Fe}}$	relative Permeabilität Eisen	
$\mu_{\text{r,NdFeB}}$	relative Permeabilität NdFeB	
$\mu_{\text{r,PM}}$	relative Permeabilität Permanentmagnet	
$\mu_{\text{r,SmCo}}$	relative Permeabilität SmCo	
ρ	Dichte	kg/m ³
τ_{R}	Rotordrehmomentdichte	Nm/Liter
φ	Rotorwinkel	°
φ_{e}	Rotorwinkel elektrisch	°
φ_{m}	Rotorwinkel mechanisch	°
ω	Winkelgeschwindigkeit	rad/s
ω_{m}	Winkelgeschwindigkeit mechanisch	rad/s
ω_{N}	Winkelgeschwindigkeit bei Nenndrehzahl	rad/s
Φ_{δ}	magnetischer Fluss im Luftspalt	Vs
Φ_{Fe}	magnetischer Fluss im Eisen	Vs
Φ_{PM}	magnetischer Fluss im Permanentmagnet	Vs
ϕ_{N}	Leistungsdichte	W/m ³

Konventionen

$\angle F_{\text{r,act,N}}$	Winkelabweichung über Rotation (hier: der radialen Lagerkraft)
\hat{I}	Spitzenwert, Amplitude (hier: eines Stromes)
\bar{T}	Mittelwert, über eine Rotordrehung gemittelt (hier: Drehmoment)
ΔT_{N}	Fluktuation (über eine Rotation) in Prozent vom Mittelwert (hier: Drehmoment)

Konstanten

g	Erdbeschleunigung	9.81 m/s ²
μ_0	Magnetische Feldkonstante	$4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m
π	Pi	3.14159265...

Abkürzungen

2D	zweidimensional
3D	dreidimensional
Abb.	Abbildung
FEM	Finite-Elemente-Methode
FSPM	Flux-Switching-(Stator)Permanentmagnet-Motor
NdFeB	Neodym-Eisen-Bor
PM	Permanentmagnet
PMSM	(Rotor)Permanentmagnet-Synchronmotor
PP1	Polpaarzahl eins (zwei Pole)
PP4	Polpaarzahl vier (acht Pole)
PP6	Polpaarzahl sechs (zwölf Pole)
PP9	Polpaarzahl neun (achtzehn Pole)
SmCo	Samarium-Cobalt
SynRM	Synchron-Reluktanzmotor
Tab.	Tabelle
z. B.	zum Beispiel

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Der lagerlose Scheibenläufermotor

Lagerlose Motoren haben magnetisch gelagerte Rotoren, wobei die Lagerfunktion magnetisch in den Motor integriert ist [1]. Das heisst, sowohl Drehmoment als auch Radialkräfte werden über denselben Magnetkreis, bestehend aus ferromagnetischen und permanentmagnetischen Materialien im Stator und Rotor, erzeugt. Dazu wird dem Antriebsfeld des Stators ein zusätzliches Lagerfeld, mit einer um eins abweichenden Polpaarzahl, überlagert [2]. Die dafür benötigten Statorströme können sowohl über ein kombiniertes Wicklungssystem als auch über separierte Antriebs- und Lagerwicklungen geführt werden [3].

Wird nun die Stator- und Rotorlänge viel kleiner als der Rotordurchmesser gewählt, so entsteht ein lagerloser Scheibenläufermotor, bei welchem nur noch zwei radiale Freiheitsgrade, zusätzlich zur Rotation, aktiv stabilisiert werden müssen [4]. Die verbleibenden drei Freiheitsgrade des Rotors, Verkippungen, sowie Verschiebungen in axialer Richtung, sind durch Reluktanzkräfte passiv stabil. Der lagerlose Scheibenläufermotor ist somit ein magnetgelagerter Motor, bei welchem die mechanische Komplexität sowohl vom Motor als auch von der Leistungselektronik viel geringer ist als bei einem klassisch magnetgelagerten Motor (z. B. in [5]), wodurch bei ansonsten gleichen Rahmenbedingungen, Materialien und Stückzahlen, auch mit geringeren Herstellungskosten gerechnet werden kann.

Ein wesentlicher Vorteil von lagerlosen Scheibenläufermotoren ist, dass der Rotor in einfachster Weise vom Stator hermetisch abgekapselt werden kann, wodurch berührungslose Rotation in einer abgeschlossenen Prozesskammer und unter weitesten Umgebungsbedingungen ermöglicht wird.

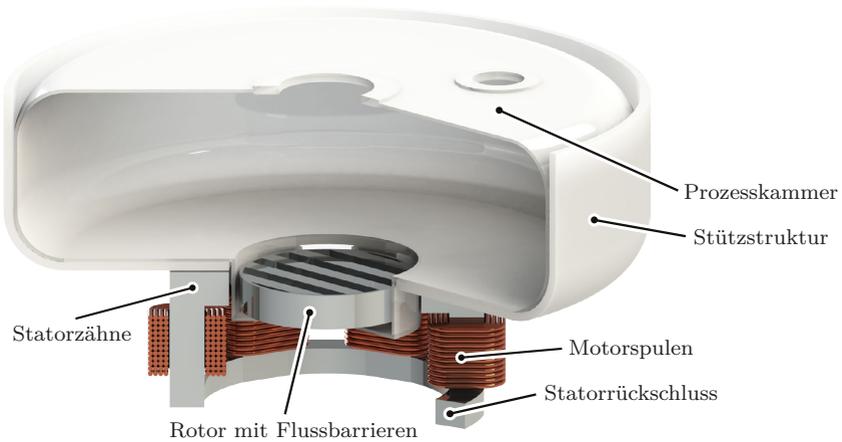


Abbildung 1.1: Schematische Darstellung einer Prozessumgebung mit Scheibenläufermotor und Prozesskammer mit hermetischer Kapselung. Vertikaler Schnitt durch die Anordnung.

Dadurch sind diese Motoren perfekt geeignet für den Betrieb in Vakuum oder unter Schutzgas, für hochreine wie auch sehr schonungsvolle Prozesse oder für den Betrieb unter harschesten Umgebungsbedingungen, z. B. bei hohen Temperaturen oder in Kontakt mit aggressiven Chemikalien oder abrasiven Medien.

Um diesen Vorteil voll auszunützen, wird eine druck-, wärme- und chemikalienbeständige Prozesskammerwand zwischen dem Stator und dem Rotor und ebenso eine Umkapselung des Rotors mit denselben Eigenschaften benötigt. Zudem soll der verbleibende Spalt zwischen Prozesskammerwand und Rotorumkapselung ein gewisses Mass an berührungsfreien Bewegungen in den passiv stabilen Freiheitsgraden zulassen und eine gewisse Breite aufweisen, um unerwünschte Scherkräfte im Spalt auf ein Minimum zu begrenzen. Eine solche Anordnung ist schematisch in Abb. 1.1 gezeigt.

Wird nun zusätzlich berücksichtigt, dass für die Wandungen nicht auf die teuersten Materialien und Herstellmethoden in Bezug auf mechanische Stabilität und Herstelltoleranzen, zurückgegriffen werden soll, ist ersichtlich, dass ein grosser magnetischer Luftspalt im Bereich von mehreren Millimetern für den lagerlosen Scheibenläufermotor nicht nur er-

strebenswert ist, sondern er ermöglicht es erst, einige seiner Vorteile voll auszunützen.

1.1.1 Anwendungsgebiete

Ideale Anwendungen für den lagerlosen Scheibenläufermotor sollten mehrere seiner Vorteile nutzen und gleichzeitig so abgestimmt sein, dass seine Schwächen, insbesondere die äusserst geringe Kraftaufnahme und Schwingungsdämpfung in den passiv stabilen Freiheitsgraden, nicht zum Tragen kommen. Zu den oben aufgezählten Vorteilen infolge der einfachen Trenn- und Abkapselbarkeit des Rotors müssen auch noch die kompakte axiale Bauhöhe und allgemeine Magnetlagervorteile dazugezählt werden. Zu den allgemeinen Vorteilen von Magnetlagern gehört die Wartungs- und Partikelfreiheit und das Entfallen einer Drehzahllimitierung durch das Lager. Somit können höhere Drehzahlen erreicht und dadurch, bezogen auf die Ausgangsleistung, kompaktere Motoren gebaut werden.

Im Folgenden sind einige Anwendungen aufgezählt, für welche lagerlose Scheibenläufermotoren gebaut wurden und teilweise auch kommerziell erhältlich sind. Der Vollständigkeit halber sind auch Beispiele von magnetgelagerten Motorkonzepten mit maximal zwei aktiv magnetisch stabilisierten Freiheitsgraden aufgeführt, welche wegen ihrer ebenfalls geringen mechanischen Komplexität in einigen dieser Applikationen mit lagerlosen Scheibenläufermotoren konkurrieren. Es sind dies Single-Drive Motoren, welche zusätzliche passive Magnetlager verwenden, sowie magnetisch gelagerte Scheibenläufermotoren mit getrennten Eisenkreisen für Antrieb und Lager.

- Zentrifugalpumpen für die Halbleiterindustrie, zur hochreinen Förderung von abrasivem Slurry oder aggressiven Chemikalien [6–8], auch unter erhöhter Temperatur [9, 10].
- Grosse Hohlwellenmotoren für die Halbleiterindustrie, zur Rotation und für die beidseitige Prozessierung von Siliziumwafern oder Photomasken in höchst reinen Prozessen unter Schutzgas, mit aggressiven Chemikalien und bei hohen Temperaturen [11–14].
- Blutpumpen für die Herzunterstützung [15], sowohl extrakorporale Blutpumpen für Erwachsene [16] und Kinder [17], als auch implantierbare Blutpumpen [18–20].

- Pumpen und Mixer mit Einweg-Flügelrad, für die Pharma- und Biotech-Industrie [21].
- Edelmixtur für die Pharma- und Biotech-Industrie, zum schonungsvollen Mischen von Zellkulturen, mit perfekter Reinigbarkeit und Sterilisierbarkeit dank vollständig dichtungs- und spaltenfreiem Design [22, 23].
- Radial- und Axiallüfter zur Absaugung von aggressiven Gasen [24, 25], Kühlventilatoren mit höchster Lebensdauer [26–28], Mikroturbinen [29], hochdrehende und kompakte Ventilatoren für Wasserstoff [30] und Beatmungsgeräte mit Einweg-Flügelrad [31].
- Hochdrehende Antriebe für Spinnmaschinen in der Textilindustrie [32] und Schwungräder zur Stabilisierung von Satelliten [33].

1.2 Stand der Technik

Es lässt sich beobachten, dass lagerlose Scheibenläufermotoren seit ihrer ersten Demonstration [34] der Entwicklung von lagerlosen Motoren folgen, welche ihrerseits häufig von konventionell gelagerten Motortopologien abgeleitet sind. Infolge der jeweils zunehmenden Anzahl an zu lösenden Herausforderungen bezüglich Wicklungskonfiguration, Sensorik, Regelung, Leistungselektronik sowie Systemdynamik und Stabilisierung passiver Freiheitsgrade geschieht dies meist mit einer Verzögerung von einigen Jahren.

Eine konventionell gelagerte Motortopologie lässt sich als lagerloser Motor konfigurieren, sofern sich mit demselben Eisenkreis, allenfalls mit Hilfe einer zusätzlichen Wicklung, ein dem Antriebsfeld überlagertes Lagerfeld mit einer um eins verschiedenen Polpaarzahl erzeugen lässt [2]. Dies trifft, mit etwas eingeschränkten Kombinationsmöglichkeiten aus Statorzähnen bzw. -spulen und Rotorpolen, auf viele klassische Motortopologien zu.

Für einen Scheibenläufermotor wird zusätzlich eine Vormagnetisierung benötigt, die durch Permanentmagnete oder Ströme im Stator oder Rotor realisiert wird. Die Vormagnetisierung muss genügend gross sein, um allfällige Störkräfte aufnehmen zu können und den Rotor in drei Freiheitsgraden passiv in der Schwebe zu halten. Hierzu sind auch Konzepte

zu finden, welche für die Vormagnetisierung separate zusätzlich kreierte Flusspfade verwenden.

Die folgenden Unterkapitel geben einen nach Merkmalen sortierten Überblick über die Vielzahl an bisherigen Publikationen im Gebiet der lagerlosen Scheibenläufermotoren. Zur Horizonterweiterung sind jedoch auch lagerlose Motoren aufgeführt, welche bisher nicht als Scheibenläufer realisiert wurden oder nicht realisiert werden können als auch Scheibenläuferkonzepte, welche gemäss Definition nicht zu den lagerlosen Motoren gezählt werden.

1.2.1 Topologien mit PM im Rotor

Die gebräuchlichsten lagerlosen Scheibenläufermotoren besitzen Permanentmagnete im Rotor. Dies aus einem einfachen Grund: mit den Permanentmagneten wird gleich auch noch eine bestmögliche Vormagnetisierung und Stabilisierung der passiven Freiheitsgrade erreicht.

Rotormagnetisierung

Viele Arten der Rotormagnetisierung sind bekannt. In der einfachsten Bauform sind dies diametral magnetisierte Ein-Magnet Rotoren mit zwei Polen [35]. Solche Rotoren erzeugen eine fast perfekt sinusförmige Luftspaltdurchflutung und sind wegen der geringen elektrischen Frequenz für hohe Drehzahlen geeignet [36]. Als Nachteil kann aufgeführt werden, dass bezüglich Verkippungssteifigkeit eine ausgeprägt starke und schwache Achse existiert [37].

Für grössere Rotordurchmesser, tiefere Drehzahlen und höhere Drehmomente werden mehrpolpaarige Rotoren verwendet, wodurch auch sehr grosse Hohlwellen ermöglicht werden [38]. Die magnetischen Pole sind aus einzelnen radial oder abschnittsweise diametral magnetisierten Magneten aufgebaut, wobei die Magnete auf einen ferromagnetischen Rückschluss oberflächenmontiert [39] oder in diesen versenkt oder eingesetzt sind [40]. Der ferromagnetische Rückschluss oder Kern dient dazu den magnetischen Widerstand auf der dem Stator abgewandten Seite zu minimieren. Ein ähnlicher Effekt kann durch die Verwendung einer Halbach Magnetisierung [41] erzielt werden. Oberflächenmontierte Magnete können zum Luftspalt hin abgerundet werden, um eine sinusförmige Luft-

spaltdurchflutung zu erreichen [42], was bezüglich Eisenverluste oder für eine hallsensorbasierte Sensorik von Vorteil sein kann, jedoch immer zu einer Reduktion der passiven Steifigkeiten und des erzielbaren Drehmomentes führt [43].

Werden alle positiven oder alle negativen magnetischen Pole durch ferromagnetisches Material ersetzt, so entsteht ein Consequent-Pole Rotor. Das magnetische Feld der Permanentmagnete schliesst sich über den Luftspalt und die ferromagnetischen Pole. Diese Art der Rotormagnetisierung, die bei Elektromotoren infolge der geringeren Drehmomentgenerierung kaum bekannt ist, bietet für lagerlose Motoren den gewichtigen Vorteil eines Unipolarlagers, womit die Generierung von Lagerkräften unabhängig vom Rotorwinkel ist. Dies führt zu einer einfacheren Lagerregelung und ermöglicht in Kombination mit einer winkelsensorlosen Antriebsstromregelung Motoren ohne Winkelsensorik [44]. Zudem ist der Blindleistungsbedarf im Lager bei hohen Drehzahlen und hohen Lagerkräften viel geringer, da die Lagerströme keine drehfrequenten Komponenten aufweisen. Consequent-Pole Motoren in verschiedensten Ausführungen wurden ausgiebig von einer japanischen Forschergruppe studiert [45–48] und auch mit Multipolarmotoren verglichen [49].

Zuletzt sind auch axial magnetisierte Rotorkonzepte bekannt. Bei konstanter Magnetisierungsrichtung über den Umfang kann mit zusätzlichen Permanentmagneten am Stator ein Unipolarlager realisiert werden. Dieses bietet hohe passive Axial- und Verkippungssteifigkeiten und ein vom Rotorwinkel unabhängiges Radiallager. Im Rotor werden in die Magnete [50] oder den ferromagnetischen Rückschluss [51] Lücken eingefügt, wodurch dem Unipolarfeld eine Oberwelle aufmoduliert wird, mit welcher ein begrenztes Drehmoment erzeugt werden kann. Wird stattdessen die Magnetisierungsrichtung über den Umfang gesehen zyklisch umgedreht, so entstehen axiale magnetische Pole und die Ansteuerung von Lager und Antrieb wird über Wechselfelder realisiert [52]. Eine permanentmagnetische Vorspannung am Stator ist bei dieser Variante dann nicht möglich.

Statorkonfiguration

Analog zu klassischen Elektromotoren besitzen die meisten lagerlosen Scheibenläufer einen gezahnten ferromagnetischen Stator, mit aussen umlaufendem Rückschluss und in die Nuten zurückversetzten Spulen [53]. Werden die Statorzähne mit den Spulen und dem ferromagnetischen

Rückschluss nach unten geklappt, so entsteht ein Motor in Tempelbauform. Dies ermöglicht einen sehr grossen Wickelraum unterhalb des Motors und der Rotor rückt axial näher zum Prozess, wodurch radiale Störkräfte zu weniger Verkippungen führen. Diese spezielle Bauform kann nur bei Scheibenläufermotoren realisiert werden und wurde bereits mit der Erfindung dieser präsentiert [54].

Für höchste Drehzahlen haben sich ringförmige nutenlose Statoren etabliert [55–57]. Diese weisen praktisch keine Rotorverluste auf, da das Rotormagnetfeld wegen des rotationssymmetrischen Stators bei Drehung unverändert bleibt. Die Eisenverluste im Stator sind ebenfalls geringer als bei gezahnten Konzepten, da sich durch den konstanten und grösseren magnetischen Spalt eine homogenere und durchschnittlich tiefere Statordurchflutung mit weniger Oberschwingungen ergibt [58, 59]. Aus diesen Gründen wird die erreichbare Nenndrehzahl effektiv nur noch von der mechanischen Festigkeit des Rotors begrenzt, bzw. ist die maximal erreichbare Umlaufgeschwindigkeit durch Rotorgeometrie und Material gegeben [60, 61].

Lagerlose Scheibenläufermotoren in Aussenläuferbauform ermöglichen ein kompaktes Gesamtsetup mit hoher Drehmomentdichte [23, 62]. Die erreichbaren passiven Verkippungssteifigkeiten bei vergleichbaren Durchmessern sind allerdings geringer als bei Innenläufermotoren. Die Motor Kühlung muss speziell beachtet werden [63], da das erreichbare Drehmoment, infolge der begrenzten Wicklungsfläche und der geringen Motoroberfläche, durch die maximal abführbaren ohmschen Verluste begrenzt wird.

Statoren können auch aus einzelnen magnetisch nicht miteinander verbundenen Segmenten aufgebaut werden [64], was bezüglich Herstellung, Montage und Sensorplatzierung für grosse Motordurchmesser vorteilhaft sein kann. Für solche Motoren wird der Magnetkreis so ausgelegt, dass die Feldlinien jeweils lokal innerhalb eines Segmentes in sich geschlossen sind. Dabei kann der Fluss dem Umfang entlang [43] oder auch axial [52, 65] durch die Segmente geführt werden.

Statoren mit einer hohen Anzahl von Statorzähnen bzw. Nuten oder Spulen werden in der Regel [66], aber nicht ausschliesslich [67], zusammen mit einer hohen Rotorpolpaarzahl für grosse Motordurchmesser, tiefe Drehzahlen und hohe Drehmomente verwendet. Eine mögliche Alter-

native mit ähnlichen Eigenschaften ist das Auffächern jedes Statorzahns zum Luftspalt hin, bei sogenannten Verniermotoren [68].

Weitere Topologien von Interesse

Zusätzlich zu den oben beschriebenen Motoren werden hier weitere magnetgelagerte Motortopologien beschrieben, welche wegen der thematischen Nähe ebenfalls von Interesse sind. Zum einen sind dies Motoren, welche definitionsgemäss nicht zu den lagerlosen Motoren gezählt werden, da der Stator in einen Antriebs- und einen Lagerstator aufgeteilt ist, welche jedoch auch als Scheibenläufer mit nur zwei aktiv zu lagernden Freiheitsgraden ausgeführt sind. Zum anderen lagerlose Single-Drive Motoren, welche zwar nicht als Scheibenläufer ausgeführt sind, bei welchen jedoch sogar nur ein einziger axialer Freiheitsgrad aktiv magnetisch stabilisiert werden muss, während für die weiteren Freiheitsgrade passive Permanentmagnetlager eingesetzt werden.

Eine Teilung des Stators in Antriebs- und Lagerstator kann über den Umfang [50] oder durch eine axiale Trennung [42] vorgenommen werden. Bei beiden Varianten reduziert sich das Drehmoment gegenüber der lagerlosen Variante, da der Antriebsteil entweder über den Umfang oder axial verkleinert werden muss. Ausserdem besteht das Risiko von magnetischen Interaktionen zwischen den zwei Statoren. Beides wird umgangen, wenn der Lagerstator ausserhalb und der Antriebsstator innerhalb des Rotors platziert wird [15, 69]. Bei allen Varianten wird für den Lagerteil ein axial permanentmagnetisch vorgespanntes Lager verwendet, welches bei hohen Drehzahlen nur geringe Eisenverluste generiert.

Bei Single-Drive Motoren werden passive Permanentlager verwendet um vier Freiheitsgrade, nämlich radiale Verschiebungen und Verkippen zu stabilisieren. Durch diese passiven Lager entsteht eine destabilisierende Wirkung in axialer Richtung, welche deshalb mit zusätzlichen Mitteln aktiv stabilisiert werden muss. Es existieren Konzepte, bei welchen diese Stabilisierung über eine separate Wicklung [27] oder gleich mit den Antriebswicklungen über d-Ströme [70] oder Common-Mode Ströme [71] realisiert wird. Single-Drive Motoren bieten geringstmögliche Komplexität in der Ansteuerung, Elektronik und Sensorik.

1.2.2 Wicklungskonzepte

Bei Scheibenläufermotoren werden praktisch immer konzentrierte Wicklungen verwendet, welche direkt um einen Statorzahn oder bei nutenlosen Statoren um den Ringkern gewickelt sind. Im Gegensatz dazu werden bei verteilten Wicklungen die Spulendrähte in einer Nut nach oben gezogen und in einer elektrisch um 180° versetzten Nut wieder nach unten gezogen [72]. Dadurch entsteht oberhalb und unterhalb des Stators ein Wickelkopf, welcher bei Scheibenläufermotoren höher ist als der aktive Eisenkreis [73] und wodurch in diesem Wickelkopf übermässige ohmsche Verluste generiert werden.

Durch konzentrierte Windungen werden sogenannte kombinierte Wicklungskonzepte ermöglicht [74], bei welchen nicht mehr separate Wicklungssysteme für Antrieb und Lagerung mit entsprechenden Polpaarzahlen in den Motor gewickelt werden, sondern die benötigten Ströme für Antrieb und Lager in Firmware überlagert und schliesslich in die Motorphasen eingepreßt werden.

In der Literatur sind kombinierte Wicklungskonzepte für vier [75], fünf [13], sechs [22] und acht [76] Motorphasen zu finden, wobei pro Phase mindestens eine Spule bzw. ein Zahn benötigt wird, jedoch auch mehrere Spulen oder Zähne bewickelt werden können, beispielsweise zwei [60] oder vier [77]. Die Komplexität der Regelung wird zwar leicht erhöht, jedoch wird nun das gesamte Wickelfenster zur Drehmomentgenerierung verwendet, wodurch sich die Kupferverluste um ca. 30 % Prozent verringern oder der Motor entsprechend verkleinert werden kann [78].

Kombinierte Wicklungskonzepte mit sechs Phasen sind am gebräuchlichsten, da sie aus zwei Dreiphasensystemen bestehen und auch entsprechend einfach angesteuert und berechnet werden können. Die berechneten dreiphasigen Lager- und Antriebsströme werden einfach auf die kombinierten Dreiphasensysteme addiert oder subtrahiert. Systeme mit vier Phasen besitzen Einphasencharakteristik in der Drehmomentbildung [75], was zum Anfahren und bei kleinen Drehzahlen unerwünscht ist. Bei fünf Phasen und gezahntem Stator besteht das Risiko von unausgeglichene Radialkräften, auch wenn der Rotor in der Statormitte rotiert [79] und zudem ist die Regelung komplizierter. Bei acht Phasen ist der Hardwareaufwand grösser als bei sechs Phasen, ohne dass dadurch ein Vorteil entstehen würde.

Zuletzt noch ein etwas exotisches Wicklungskonzept, bei welchem der

Antrieb bewusst mit Einphasencharakteristik ausgelegt wird: Zusätzlich zur dreiphasigen Lagerwicklung zur Regelung in zwei Achsen wird eine einphasige Antriebswicklung in den Stator gezogen. Dieses System kann mit lediglich drei Halbbrücken angesteuert werden, wobei die einphasige Antriebswicklung zwischen dem Sternpunkt der Lagerwicklung und dem Mittelabgriff der Zwischenkreisspannung platziert wird [80]. Um immer anfahren zu können, wird über modifizierte Statorzähne Nutrasten generiert, sodass der Rotor nur an Positionen mit hohem verfügbarem Drehmoment stehen bleibt.

1.2.3 Stabilisierung passiver Freiheitsgrade

Durch die passiv stabilen Freiheitsgrade ergeben sich die grössten Vorteile von lagerlosen Scheibenläufermotoren, wie Kompaktheit und geringe mechanische Komplexität. Gleichzeitig stellt die Beherrschung dieser Freiheitsgrade wohl auch die grösste Herausforderung dieser Motoren dar. Die verfügbaren Steifigkeiten sind sehr gering und es ist praktisch keine Dämpfung vorhanden. Das gesamte System ist also so auszulegen, dass nur sehr geringe Störkräfte in den passiven Freiheitsgraden auftreten und keine Instabilitäten durch aktive Lagerkräfte angeregt werden können [81]. Trotzdem führt jede Störkraft zu einer gewissen Auslenkung und kann bei zyklischem Auftreten Schwingungen und Resonanzen anregen.

Diverse Konzepte wurden geprüft, mit welchen die Dämpfung erhöht werden kann [82]. Mittels eines Magnetisierungsstromes, also eines d-Stromes im Antrieb, können die passiven Steifigkeiten leicht verändert werden, was reicht, um Schwingungen in axialer Richtung aktiv zu dämpfen, sofern die axiale Rotorposition gemessen wird. Dies wurde sowohl für Rotor-PM- [83] als auch Stator-PM-Systeme [84] demonstriert. Verkipfungsschwingungen können mittels einer kurzgeschlossenen passiven koaxialen Spule in der Mitte des Statoreisens gedämpft werden, was besonders bei hohen Drehzahlen gut funktioniert [85].

Durch die Verwendung von zusätzlichen passiven Permanentmagnetlagern können lagerlose Motoren mit höheren passiven Steifigkeiten gebaut werden [33, 86]. Verschiedenste Konfigurationen von Passivmagnetlagern sind denkbar [87], wobei die höchsten Steifigkeiten durch das radiale oder axiale Stapeln mehrerer kleinerer Lager erreicht werden [88]. Jedes passive Permanentmagnetlager verursacht in der nicht stabilisierten Richtung eine Destabilisierung, weshalb die Zusatzlager so konzipiert sein sollten,

dass diese Destabilisierung in Richtung der aktiv regelbaren Kraftachsen der lagerlosen Motoren wirkt und dessen maximale Stabilisierung nicht übersteigt [89, 90].

1.2.4 Topologien ohne PM im Rotor

Ohne PM im Stator

Bereits mit den ersten lagerlosen Motoren in den 1990er Jahren wurden auch lagerlose Asynchronmaschinen mit Kurzschlussläufer [91] und lagerlose Reluktanzmotoren mit gezahnten Rotoren [92] gebaut. Es ist allerdings kein Asynchron-Scheibenläuferkonzept bekannt, was wohl an ungenügenden passiven Steifigkeiten liegt, weshalb diese Konzepte hier nicht weiter betrachtet werden.

Bei klassisch gelagerten Elektromotoren wurde in jüngerer Zeit, getrieben durch die Elektromobilität und die extreme Preisblase bei den Seltenen Erden in den Jahren 2011 und 2012, wieder vermehrt an Reluktanzmotoren geforscht [93, 94]. Dank moderner Simulationssoftware und Invertertechnologie wurden dabei erstaunlich effiziente Antriebe entwickelt [95] und es sind mittlerweile komplette Synchronreluktanz-Motorfamilien von ABB, Siemens und auch dem Pumpenhersteller KSB kommerziell erhältlich [96]. In Anwendungen mit Umrichter werden diese wohl Asynchronmotoren in Zukunft ersetzen, da sie in sämtlichen Betriebsbereichen eine höhere Effizienz aufweisen und bezüglich Herstellkosten und Robustheit vergleichbar sind. Zudem erwärmen sich die Rotoren infolge geringerer Verluste weniger, was sich positiv auf die Lebensdauer der Lager auswirkt.

Reluktanzrotoren können gezahnt [97] oder mit Flussbarrieren [98] ausgeführt sein. Gezahnte Konzepte wurden unter anderem für Hochgeschwindigkeits-Applikationen vorgeschlagen [99], während Ausführungen mit Flussbarrieren kleinere drehwinkelabhängige Fluktuationen in der Drehmoment- und Radialkraftgenerierung aufweisen [98], was zu einer einfacheren Regelung führt. Bisher wurde lediglich ein einziges Reluktanz-Scheibenläuferkonzept komplett ohne Permanentmagnete publiziert [100]. Bei diesem wird die Stabilisierung der passiven Freiheitsgrade mittels einer zusätzlichen Vormagnetisierungsspule erreicht.

Mit PM im Stator

Um bei Scheibenläufermotoren eine Stabilisierung der passiven Freiheitsgrade zu erreichen, können Permanentmagnete statt im Rotor auch im Stator platziert werden [101]. Diverse solche Scheibenläufer-Reluktanzkonzepte sind bekannt, welche anhand der Vormagnetisierung entlang dem Rotorumfang grob in homopolar und heteropolar unterteilt werden können [102].

Sämtliche heteropolar magnetisierten Konzepte sind von klassischen Elektromotoren übernommen [103] worden. Bei Flux-Switching Motoren ist in jeden Statorzahn mittig ein tangential magnetisierter Permanentmagnet mit alternierender Magnetisierungsrichtung eingelassen [104] und die erreichbaren Drehmomentdichten sind bei kleinem Luftspalt mit Rotor-PM-Konzepten vergleichbar. Eine ähnliche Funktionsweise ergibt sich, wenn auf jeden Statorzahn zwei radial magnetisierte Permanentmagnete mit alternierender Magnetisierungsrichtung aufgebracht werden [105]. Bei dicken Magneten ergibt dies gute passive Steifigkeiten, wegen des vergrößerten Luftspalts des Eisenkreises aber nur geringe Drehmomente.

Mit homopolar magnetisierten Topologien können infolge tieferer Rotorverluste höhere Drehzahlen erreicht werden [106], da der drehende Rotor kein Wechselfeld, sondern eine konstante Magnetisierung sieht. Verschiedene Varianten zur Aufbringung der dreidimensionalen Vormagnetisierung sind möglich, z. B. durch den Rotor von innen nach aussen und unter dem Motor zurück. Dies erlaubt die Realisierung eines grossen Luftspaltes und wurde sowohl für Reluktanzrotoren [107] als auch Hystererotoren gezeigt [108]. Eine andere Variante ist das Aufbringen von Permanentmagnetringen ober- und unterhalb des Stators, wobei der Permanentmagnetfluss über Nasen oben und unten am Rotor über diesen in die Statormitte zurückfliesst. Diese Variante ermöglicht erstaunlich hohe passive Axialsteifigkeiten [109, 110], welche sogar jene von radial magnetisierten Permanentmagnet-Rotoren übertreffen.

Zuletzt ist es auch möglich, zwei Statoren mit axial magnetisierten Magneten dazwischen übereinander zu stapeln, wobei der Fluss über einen ebenfalls doppelten Rotor zurückgeführt wird. Diese Konzepte sind aber meist nicht mehr als Scheibenläufer ausgeführt [111]. Ebenso sind nicht lagerlose Scheibenläuferkonzepte mit magnetfreiem Rotor bekannt, bei welchen das Lager ausserhalb und der permanentmagnetisch vorgespannte Antrieb innerhalb des Rotors angeordnet ist [112].

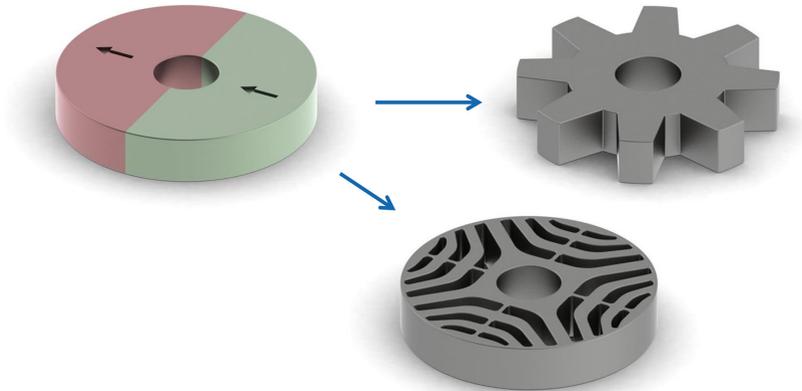


Abbildung 1.2: Kurzfassung Aufgabenstellung in Bildern: Elimination von Permanentmagneten im Rotor und Ersatz durch Reluktanzkonzepte mit gezahnten Rotoren oder Rotoren mit Flussbarrieren.

1.3 Aufgabenstellung

In der Theorie bieten lagerlose Scheibenläufermotoren mit Reluktanzrotoren Vorteile für hohe Umgebungstemperaturen, bei welchen sich Permanentmagnete entmagnetisieren würden, für sehr hohe Umfangsgeschwindigkeiten infolge der höheren Materialfestigkeit und auch für Einmalanwendungen wegen der geringen Herstellkosten des Rotors.

Bisher publizierte Konzepte bieten gegenüber Rotor-PM-Topologien eine deutlich reduzierte Drehmomentdichte und es können nur kleine Luftspalte realisiert werden. Um die selbe Performance zu erreichen, müssen diese Motoren also deutlich grösser und mit kleinerem Luftspalt gebaut werden. Dadurch werden die theoretischen Vorteile teilweise eliminiert, da die Umfangsgeschwindigkeiten und Herstellkosten zunehmen und die thermische Isolierung zwischen Rotor und Stator erschwert wird.

Das Ziel dieser Arbeit ist, lagerlose Scheibenläufertopologien ohne Permanentmagnete im Rotor zu entwickeln (siehe Abb. 1.2), mit welchen grössere Luftspalte und höhere Rotordrehmomentdichten als mit bestehenden Konzepten erreicht werden können. Es soll systematisch untersucht werden, mit welchen Massnahmen sich die bestehende Einhüllende

zwischen Drehmomentdichte und Luftspalt auf grössere Werte verschieben lässt.

Die vielversprechendsten Konzepte sollen aufgebaut, in Betrieb genommen und ausgemessen werden, wobei die Prototypen anhand folgender Zielspezifikationen ausgelegt werden sollen, welche beispielhaft für eine Mixer-Anwendung mit Einwegrotor in der Pharma- und Biotech-Industrie ausgearbeitet wurden:

- Drehmoment: mind. 6 Nm, bei max. 200 W ohmschen Verlusten
- Nenndrehzahl: 1000 U/min
- Luftspalt: 5 mm
- Rotordurchmesser: max. 100 mm
- Permanentmagnete im Rotor: keine
- Permanentmagnete im Stator: optional, max. 5 kg.

1.4 Publikationen

Nachfolgend sind sämtliche relevanten Publikationen aufgeführt, welche im Rahmen dieser Dissertation entstanden sind und ausschnittsweise Resultate daraus enthalten.

Bei den Patenten sind nur die europäischen Anmeldungen aufgeführt, US-Patente mit sinngemäss identischem Inhalt wurden der Einfachheit halber weggelassen. Da die Bezeichnungen der Erfindungen bewusst nüchtern gehalten sind, wird hier für jedes Patent eine kurze, stark vereinfachte und nicht vollständige Beschreibung gegeben:

- [P1]: Ein lagerloser Scheibenläuferlüfter in Aussenläuferbauform, bei welchem die Leistungselektronik in das Lüftergehäuse integriert ist und ideal über den eigenen Luftstrom gekühlt wird. Die Lüfterflügel sind speziell ausgeformt, sodass sich das Flügelrad bezüglich Verkippungen im Fluidstrom stabilisiert. Durch die Verwendung eines Druck- oder Durchflusssensors, welcher u.a. auch in das Lüftergehäuse integriert sein kann, wird der Lüfter zum Druck- bzw. Flussstabilisator.
- [P2]: Eine Mischvorrichtung für einen Bioreaktor, bei welcher das Rührelement hermetisch gekapselt in einem Einwegbehälter schwebt und angetrieben wird. Der Antrieb erfolgt berührungsfrei über einen

unten liegenden lagerlosen Scheibenläufermotor und die auftretenden hohen Verkippmomente werden durch ein oben liegendes Magnetlager aufgenommen. Die Rotoren beider Lagerstellen sind ohne Permanentmagnete ausgeführt.

- [P3]: Ein rein permanentmagnetisches passives Zusatzlager für einen lagerlosen Scheibenläufermotor in Aussenläuferbauform, so dass die Verkippungssteifigkeit der Gesamtanordnung um mindestens einen Faktor zwanzig höher ist gegenüber der Anordnung ohne Zusatzlager. Dazu muss das Zusatzlager so angeordnet sein, dass dessen destabilisierende Wirkung in Richtung der aktiven Kraftachse des Scheibenläufermotors wirkt und so von diesem aufgenommen werden kann.
- [P4]: Ein lagerloser Synchronreluktanz-Scheibenläufermotor ohne Permanentmagnete im Rotor und Stator. Es wird beschrieben, wie trotz grossem Luftspalt die zur korrekten Funktion benötigten Steifigkeiten sowie Kräfte aufgebracht werden können. Dazu gehört die Ausführung in Tempelbauform, eine optimierte Statorzahnform, sowie die Polzahl und Geometrie des Rotors.
- [P5]: Ein lagerloser Flux-Switching-Tempelmotor in Innen- und Aussenläuferbauform mit kombinierter Erzeugung von Radialkraft und Drehmoment. Um Streufelder bei grossem Luftspalt zu minimieren ist die Anzahl Rotor- und Statorzähne klein gehalten. Verschiedene Sensorkonzepte sowie die Applikation in Pump- und Mischprozessen mit Rotor-Einwegteil werden beschrieben.
- [P6], [P7]: Ein lagerloser Scheibenläufermotor in Aussenläuferbauform, mit Reluktanzrotor und permanentmagnetisch vorgespanntem Stator. [P6] beschreibt verschiedene Ausführungsformen der neuen Motortopologie und [P7] die Verwendung der Motortopologie in einer Mischvorrichtung zur Einmalverwendung.

Patente

- [P1] T. Holenstein, F. Wassmer, „Lüfter“, Anmeldung EP19180504, 17. Juni 2019.

- [P2] L. Böttcher, M. Leupold, S. Topp-Manske, T. Holenstein, T. Nussbaumer, „Mixing device with a stirring element and mixing device system“, Veröffentlichung DE102018007288A1, 19. März 2020, Priorität 14. September 2018.
- [P3] T. Holenstein, T. Nussbaumer, „Elektromagnetischer Drehantrieb und Rotationsvorrichtung“, Veröffentlichung EP3595137A1, 15. Januar 2020, Priorität 12. Juli 2018.
- [P4] T. Holenstein, „Elektromagnetischer Drehantrieb und Rotationsvorrichtung“, Veröffentlichung EP3570415A1, 20. November 2019, Priorität 18. Mai 2018.
- [P5] T. Holenstein, R. Schöb, „Elektromagnetischer Drehantrieb und Rotationsvorrichtung“, Veröffentlichung EP3232549A1, 18. Oktober 2017, Priorität 14. April 2016.
- [P6] R. Schöb, J. Hugel und T. Holenstein, „Elektromagnetischer Drehantrieb“, Veröffentlichung EP3115616A1, 11. Januar 2017, Priorität 6. Juli 2015.
- [P7] R. Schöb, J. Hugel und T. Holenstein, „Mischvorrichtung sowie Einmalvorrichtung für eine Mischvorrichtung“, Veröffentlichung EP3115103A1, 11. Januar 2017, Priorität 6. Juli 2015.

Journalre

- [J1] T. Holenstein, M. Schuck und J. W. Kolar, „Performance Benchmarking of a Novel Magnet-Free Bearingless Synchronous Reluctance Slice Motor“, in *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, Band 1, S. 184-193, Juli 2020.
- [J2] T. Holenstein, M. Schuck und J. W. Kolar, „A Wide Air Gap Flux Switching Bearingless Motor with Odd and Even Pole Pair Numbers“, in *IEEE Open Journal of Industry Applications*, Band 1, S. 52-62, Juli 2020.
- [J3] M. Schuck, P. Püntener, T. Holenstein und J. W. Kolar, „Scaling and Design of Miniature High-Speed Bearingless Slice Motors“, Springer Journals, e & i (Elektrotechnik und Informationstechnik), Band 136, Nr. 2, S. 112, April 2019.

Konferenzpublikationen

- [K1] T. Holenstein, T. Nussbaumer und J. W. Kolar, „A Bearingless Synchronous Reluctance Slice Motor with Rotor Flux Barriers“, in *Proceedings of the IEEE International Power Electronics Conference (IPEC-ECCE Asia)*, Niigata, Japan, Mai 2018.
- [K2] T. Holenstein, J. Greiner, D. Steinert und J. W. Kolar, „A High Torque, Wide Air Gap Bearingless Motor with Permanent Magnet Free Rotor“, in *Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Miami, USA, Mai 2017.

Betreute Studentenarbeiten

Sämtliche aufgeführten Studentenarbeiten wurden vom Autor in der Hauptfunktion betreut.

- [S1] C. Schönenberger, „Integrierte Leistungselektronik für einen magnetgelagerten Lüfter“, Masterarbeit, ETH Zürich, Oktober 2018.
- [S2] M. Kronig, „Lagerloser Synchron-Reluktanzmotor in Tempelbauform“, Masterarbeit, ETH Zürich, April 2018.
- [S3] D. Keller, „Neuartige Sensorkonzepte für lagerlose Reluktanzmotoren“, Masterarbeit, ETH Zürich, Mai 2017.
- [S4] F. Wassmer, „Entwicklung eines lagerlosen Aussenläuferlüfters“, Masterarbeit, ETH Zürich, März 2017.
- [S5] J. Greiner, „Aufbau eines lagerlosen Motors mit magnetfreiem Rotor“, Masterarbeit, ETH Zürich, Oktober 2016.
- [S6] J. Högger, „Modellbasierte Positionssensorik für magnetgelagerte Eisenrotoren“, Semesterarbeit, ETH Zürich, Juni 2016.
- [S7] S. Mayrhofer, „Positionssensorik für einen magnetgelagerten Reluktanzmotor“, Semesterarbeit, ETH Zürich, Dezember 2014.
- [S8] P. Püntener, „Entwicklung einer 6-Achsen Sensorik für lagerlose Motoren“, Semesterarbeit, ETH Zürich, Dezember 2014.

Kapitel 2

Grundsätzliche Topologieüberlegungen

In diesem Kapitel werden einige grundlegende Überlegungen präsentiert, welche später bei sämtlichen untersuchten Topologien angewendet werden und primär dazu dienen, eine Topologie mit grossem Luftspalt so auszuwählen, dass ein möglichst grosses Drehmoment und hohe passive Steifigkeiten erreicht werden können.

2.1 Einführung wichtiger Parameter

Wie bereits in Abschnitt 1.1 ausgeführt, wird für die in dieser Arbeit betrachteten lagerlosen Scheibenläufermotoren ein für Elektromotoren ungewöhnlich grosser Spalt zwischen Rotor- und Statoreisen bzw. Permanentmagneten benötigt, unter anderem um eine druck-, hitze- und chemikalienbeständige Prozesskammerwand unterzubringen. Als Bezeichnung für diesen Spalt wird sowohl „Luftspalt“ als auch „magnetischer Spalt“ verwendet, da die relative Permeabilität μ_r aller darin verwendeter Materialien, insbesondere Fluid und Prozesskammerwand, sehr nahe bei Luft (genaugenommen 1, also Vakuum) liegt, diese Materialien also keinen Einfluss auf die Funktion des lagerlosen Motors haben.

Für die Beurteilung geeigneter Motortopologien und zur Vergleichbarkeit verschiedener Motorgrössen wird das Luftspaltverhältnis G (2.1) definiert, also das Verhältnis zwischen Luftspaltdicke δ_{mag} und Rotoraussenradius r_{Ro} für Innenläufer bzw. Statorausenradius r_{So} für Aussenläufer.

In dieser Arbeit wird ein Luftspaltverhältnis von 0.1 angestrebt, was für lagerlose Scheibenläufermotoren im üblichen Bereich von 0.03 bis 0.2

liegt [65], während G bei normalen Elektromotoren meist Werte im Bereich von 0.01 und kleiner aufweist. Der hier angestrebte Luftspalt ist also etwa zehnmals grösser als bei Elektromotoren üblich.

$$\begin{aligned}
 \text{Für Innenläufer:} \quad G = G_{\text{in}} &= \frac{\delta_{\text{mag}}}{r_{\text{Ro}}} = \frac{r_{\text{Si}}}{r_{\text{Ro}}} - 1, \\
 \text{für Aussenläufer:} \quad G = G_{\text{out}} &= \frac{\delta_{\text{mag}}}{r_{\text{So}}} = \frac{r_{\text{Ri}}}{r_{\text{So}}} - 1.
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Infolge der im Vergleich zum Rotordurchmesser geringeren Rotorhöhe werden Scheibenläufermotoren in den beiden Verkippungsachsen passiv durch Reluktanzkräfte stabilisiert. Zur Analyse der Verkippungsstabilisierung wird das Verhältnis H (2.2) von Rotorhöhe h_{R} zu Statorhöhe h_{S} definiert, sowie das Verhältnis D (2.3) von Rotorhöhe h_{R} zu Rotorausenddurchmesser d_{Ro} für Innenläufer, bzw. Rotorinnendurchmesser d_{Ri} für Aussenläufer.

Das Verhältnis D ist immer kleiner als eins, wobei die bezüglich Verkippungssteifigkeit idealen und maximalen Werte je nach Topologie deutlich voneinander abweichen können. Dasselbe gilt für das Verhältnis H , welches je nach Topologie kleiner, gleich oder grösser eins gewählt wird:

$$H = \frac{h_{\text{R}}}{h_{\text{S}}}, \tag{2.2}$$

$$\begin{aligned}
 \text{für Innenläufer:} \quad D = D_{\text{in}} &= \frac{h_{\text{R}}}{d_{\text{Ro}}} = \frac{h_{\text{R}}}{2r_{\text{Ro}}}, \\
 \text{für Aussenläufer:} \quad D = D_{\text{out}} &= \frac{h_{\text{R}}}{d_{\text{Ri}}} = \frac{h_{\text{R}}}{2r_{\text{Ri}}}.
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

In dieser Arbeit wird eine Maximierung der Drehmomentdichte für Topologien ohne Permanentmagnete im Rotor angestrebt. Bei den Zielapplikationen solcher Topologien ist eine geringe Rotorgrosse und somit auch das erzielbare Drehmoment für eine gegebene Rotorgrosse meist viel wichtiger als die Dimensionen des Motors. Somit wird hier die Rotordrehmomentdichte τ_{R} (2.4) definiert als Nennmoment T_{N} pro Rotorvolumen, gegeben durch Höhe h_{R} , sowie Innen- und Aussendurchmesser d_{Ri} und d_{Ro} .

Die direkte Vergleichbarkeit der Rotordrehmomentdichte zwischen verschiedenen Motoren ist in der Regel nur gegeben, wenn diese nach denselben Kriterien optimiert und ausgelegt wurden und eine identische Definition für das Nenndrehmoment verwendet wird,

$$\tau_R = \frac{T_N}{h_R \cdot (r_{Ro}^2 - r_{Ri}^2) \cdot \pi \cdot 1000}, \text{ in } \frac{\text{Nm}}{\text{Liter}}. \quad (2.4)$$

2.2 Kraftbildung

Sämtliche Kräfte in den hier betrachteten lagerlosen Motoren, also Radialkräfte, Drehmoment, Axialkräfte und Verkippungsmomente, entstehen durch magnetische Zugkräfte zwischen Stator- und Rotorzähnen bzw. Permanentmagneten. Die magnetische Zugkraft F_{mag} zwischen einem Stator- und Rotorpol ist gemäss (2.5) proportional zur Polfläche A_δ , sowie zur magnetischen Flussdichte im Luftspalt B_δ und beträgt bei einer Flussdichte von 1 T ungefähr 40 N/cm^2 (siehe z. B. [5], Kapitel 3),

$$F_{\text{mag}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{B_\delta^2 \cdot A_\delta}{\mu_0}. \quad (2.5)$$

Sind die Polflächen gegeneinander verschoben, so entsteht ein Kraftvektor im Raum, welcher stets in Richtung der magnetischen Flussdichte zeigt und sich für jeden Statorzahn in eine radiale, tangentiale und axiale Komponente $F_{\text{rad},i}$, $F_{\text{tan},i}$ und $F_{z,i}$ aufteilen lässt. Zeigt die tangentiale Komponente bei zwei gegenüberliegenden Statorzähnen in dieselbe Richtung, so entsteht in der Summe eine Radialkraft, ansonsten ein Drehmoment. Analog dazu führt die axiale Komponente bei zwei gegenüberliegenden Statorzähnen entweder zu einer Axialkraft oder einem Verkippmoment, während die radiale Komponente nur zu Radialkräften führt. Das Drehmoment eines Motors entsteht also aus der Summe aller Tangentialkräfte, welche an den einzelnen Statorzähnen angreifen, während der Radialkraftvektor aus der Überlagerung aller Tangential- und Radialkräfte entsteht, wobei sich diese gegenseitig ergänzen bzw. auslösen können.

Die magnetische Flussdichte im Luftspalt wird durch Permanentmagnete und / oder durch bestromte Spulen erzeugt. Für das generelle Verständnis werden, wie in Abb. 2.1 gezeigt zwei einfache Eisenkreise mit ei-

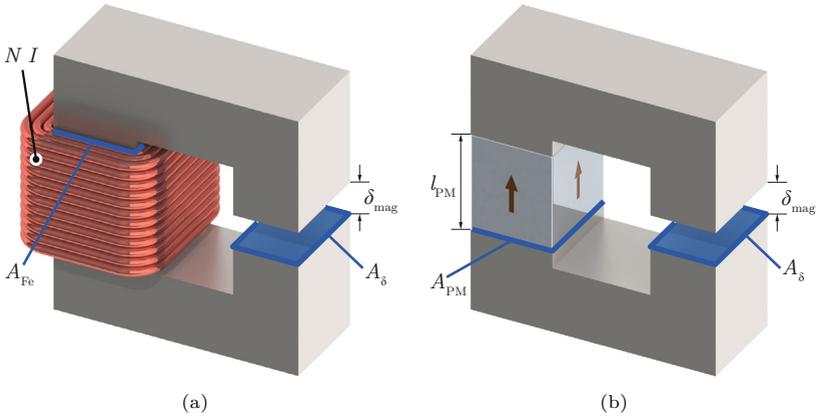


Abbildung 2.1: Darstellung einfacher Eisenkreise mit Luftspalt: (a) Mit bestromter Spule, (b) mit Permanentmagnet.

dem Luftspalt betrachtet, welche entweder mit einer Spule bewickelt sind oder einen Permanentmagneten beinhalten. Werden Streufelder vernachlässigt und wird ein homogener geradliniger Flussverlauf im Luftspalt angenommen, so kann die Flussdichte im Luftspalt für beide Varianten nach (2.6) und (2.7) berechnet werden,

$$B_{\delta,coil} = \frac{N \cdot I \cdot \mu_0}{\delta_{mag} + \frac{l_{Fe}}{\mu_{r,Fe}} \frac{A_{\delta}}{A_{Fe}}} \approx \frac{N \cdot I \cdot \mu_0}{\delta_{mag}}, \quad (2.6)$$

$$B_{\delta,PM} = \frac{B_R}{\frac{A_{\delta}}{A_{PM}} + \frac{\delta_{mag} \cdot \mu_{r,PM}}{l_{PM}} + \frac{\mu_{r,PM}}{l_{PM}} \frac{l_{Fe}}{\mu_{r,Fe}} \frac{A_{\delta}}{A_{Fe}}} \approx \frac{B_R}{\frac{A_{\delta}}{A_{PM}} + \frac{\delta_{mag}}{l_{PM}}}. \quad (2.7)$$

Wird auch der magnetische Widerstand des Eisens vernachlässigt, also $\mu_{r,Fe} \rightarrow \infty$, so hängt die Flussdichte für den Eisenkreis mit Spule wie in (2.6) gezeigt, nur noch vom Spulenstrom I , der Windungszahl N und der Länge des Luftspaltes δ_{mag} ab. Für 1 T im Luftspalt wird ungefähr eine Durchflutung $N \cdot I$ von 800 A pro mm Luftspalt benötigt, wobei durch eine grössere Spulenfläche kein Flusskonzentrationseffekt entsteht.

Analog dazu für den Eisenkreis mit Permanentmagnet, falls auch noch

die relative Permeabilität des Permanentmagneten vernachlässigt wird, also $\mu_{r,PM} = 1$ gesetzt wird ($\mu_{r,NdFeB} \approx 1.06$, $\mu_{r,SmCo} \approx 1.22$), ergibt sich die Flussdichte im Luftspalt aus der Remanenzflussdichte B_R des Permanentmagneten, und den Verhältnissen von Dicke und Fläche von Luftspalt zu Permanentmagnet wie in (2.7) gezeigt. Dabei wird im Luftspalt die halbe Remanenzflussdichte erreicht, falls der Magnet dieselbe Dicke und Fläche wie der Luftspalt besitzt. Für wirklich grosse Flussdichten sollte ausgehend davon sowohl die Dicke als auch die Fläche des Magneten erhöht werden. Um zum Beispiel 1 T im Luftspalt mit einem N45 NdFeB Permanentmagnet mit $B_R \approx 1.35$ T zu erreichen, müsste ausgehend davon entweder die Dicke oder die Fläche verdreifacht werden, oder beide Dimensionen um 50 % vergrößert werden.

Die beiden hier betrachteten Effekte von bestromter Spule und Permanentmagnet können wie in einem Elektromotor linear überlagert werden, so lange das Eisen nicht in Sättigung geht und der Permanentmagnet nicht entmagnetisiert wird, wobei zweiteres bei den hier betrachteten grossen Luftspalten in der Regel nie auftritt. Für die Berechnung mit Spule wird dabei die Luftspaltlänge um die Magnetdicke erhöht.

2.3 Luftspaltskalierung unter Vernachlässigung von Streuung

Mit den beiden im vorigen Abschnitt eingeführten Eisenkreisen ohne Streuung kann ein grundlegendes Verständnis gewonnen werden, wie sich die Flussdichte im Luftspalt und dadurch auch die Kraft- und Drehmomentgenerierung für verschiedene Luftspaltlängen δ_{mag} verhält. Dazu wurden sechs verschiedene Szenarien, zwei mit bestromter Spule und vier mit PM, nach (2.6) und (2.7) ohne Vereinfachungen durchgerechnet. Die zwischen den verschiedenen Szenarien veränderten Parameter sind in Tab. 2.1 und die Konstanten in Tab. 2.2 ersichtlich. Die Resultate sind in Abb. 2.2 dargestellt, wobei die y-Achse bewusst bei 1.6 T abgeschnitten ist, da für höhere Flussdichten Sättigung im Eisen auftreten würde, was im verwendeten Modell nicht berücksichtigt ist. Die blauen Linien zeigen Eisenkreise mit bestromter Spule, die orangen Linien solche mit konstantem PM Volumen und die gelben Linien Kreise mit einem Drittel des PM Volumens.

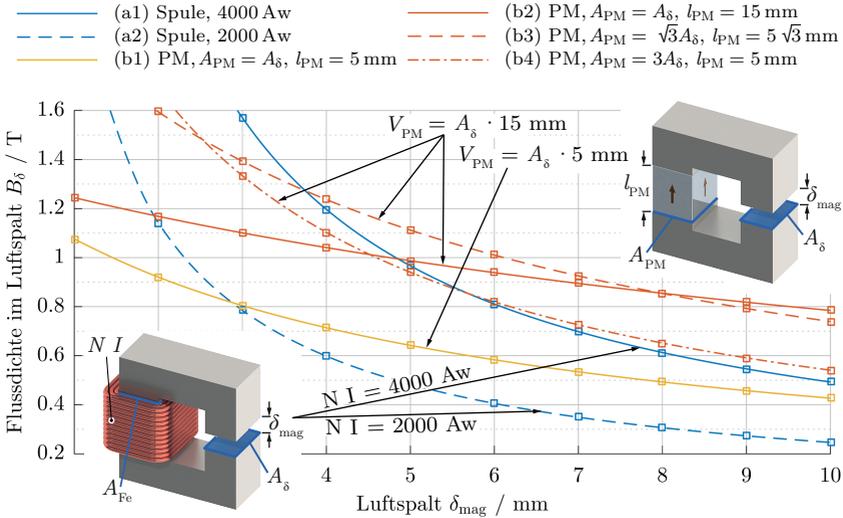


Abbildung 2.2: Flussdichte versus Luftspaltlänge für einfache Eisenkreise mit einer bestromten Spule, bzw. einem Permanentmagneten unter Vernachlässigung von Streuung.

	(a1)	(a2)	(b1)	(b2)	(b3)	(b4)
NI	4000 Aw	2000 Aw	-	-	-	-
A_{PM}	-	-	A_δ	A_δ	$\sqrt{3}A_\delta$	$3A_\delta$
l_{PM}	-	-	5 mm	15 mm	$5\sqrt{3}$ mm	5 mm
K_1	1.57 T	0.79 T	0.80 T	1.10 T	1.39 T	1.33 T
K_2	6.20 mm	6.20 mm	10.9 mm	20.4 mm	10.9 mm	7.77 mm

Tabelle 2.1: Verwendete veränderliche Parameter für die Berechnung der einzelnen Szenarien von Abb. 2.2, sowie parametrisierte Werte K_1 und K_2 der erhaltenen Kurven.

	(aX)	(bX)
μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7} \text{ N/A}^2$	–
A_{Fe}	A_δ	A_δ
l_{Fe}	0.2 m	0.2 m
$\mu_{\text{r,Fe}}$	1000	1000
$\mu_{\text{r,PM}}$	–	1.06
B_{R}	–	1.35 T

Tabelle 2.2: Verwendete konstante Parameter für die Berechnung aller Szenarien von Abb. 2.2.

Während die Flussdichte im Luftspalt bei einem Eisenkreis mit Spule durch die endliche relative Permeabilität des Eisens nur minimal weniger stark als mit $1/\delta_{\text{mag}}$ abfällt, ist aus Abb. 2.2 ersichtlich, dass die Sensitivität auf Änderungen des Luftspaltes bei einem Eisenkreis mit PM deutlich geringer ausfallen kann und dass sich mit dicken PM auch bei grossem Luftspalt noch hohe Flussdichten erreichen lassen. Dies kann durch Umschreiben aller Szenarien in die Form (2.8) quantifiziert werden und die Parameter K_1 und K_2 sind für alle sechs Szenarien in Tab. 2.1 gezeigt. K_1 gibt die Flussdichte bei einem Luftspalt von 3 mm an, was als untere Grenze für diese Arbeit angesehen werden kann, während K_2 angibt, bei welchem Luftspalt dieser Wert auf die Hälfte abgesunken ist,

$$B_\delta = K_1 \cdot \frac{1}{\frac{\delta_{\text{mag}} - 3 \text{ mm}}{K_2 - 3 \text{ mm}} + 1}. \quad (2.8)$$

2.4 Realer Eisenkreis mit Streufeldern

2.4.1 Streufluss

In einem realen Eisenkreis trifft die bisherige Annahme, dass der magnetische Fluss nur im Luftspalt und dort geradlinig und homogen auftritt, nur zu, solange der Luftspalt sehr klein ist, wie in Abb. 2.3 ersichtlich ist. Da der Eisenkreis von Medien umgeben ist, welche ungefähr dieselbe relative Permeabilität wie die Medien im Luftspalt besitzen, also $\mu_{\text{r}} \approx 1$,

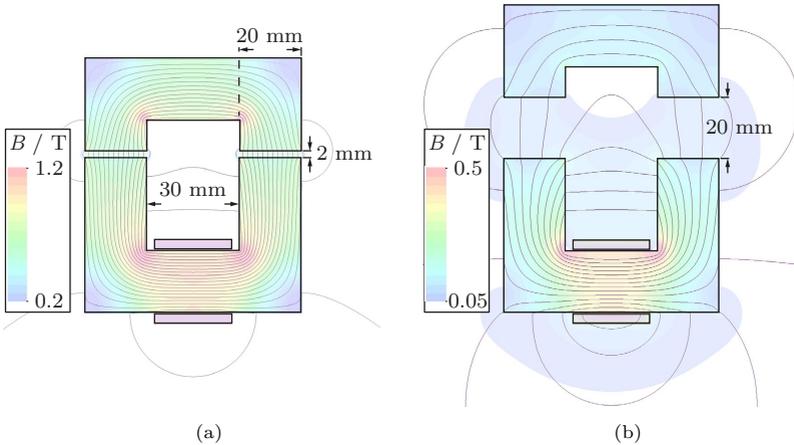


Abbildung 2.3: 2D FEM-Simulation eines realen Eisenkreises bei einer Durchflutung von 2000 Aw: a) Mit kleinem Luftspalt, b) mit grossem Luftspalt.

muss ausgehend vom Permanentmagnet oder der bestromten Spule über den gesamten Raum integriert werden, um den Weg und die Amplitude des magnetischen Flusses zu bestimmen.

Der ausserhalb vom Luftspalt fliessende magnetische Fluss wird hier als Streufluss bezeichnet. Der Anteil des Streuflusses am gesamten Fluss, also der Streuflussanteil, steigt generell mit zunehmendem Luftspalt und auch bei abnehmender Motorhöhe, da dann der Streufluss oberhalb und unterhalb des Motors relativ bedeutender wird. Für die hier betrachteten Scheibenläufermotoren mit grossem Luftspalt kann der Streuflussanteil relevant oder sogar dominierend werden, wodurch die realen Felder und Kräfte im Luftspalt deutlich kleiner ausfallen, als die mit den vereinfachten analytischen Formeln berechneten Werte.

Da das analytische Lösen von räumlichen Integralen, insbesondere bei komplexen Motorgeometrien, äusserst aufwändig wäre, werden Absolutwerte von Kräften und Feldern in dieser Arbeit mit dreidimensionalen Finite-Elemente Simulationen ermittelt. Trotzdem müssen die durch Streuung verursachten Effekte verstanden werden, um Geometrien mit möglichst wenig Streuung zu entwickeln. Einige dieser Effekte sind hier beschrieben:

- Die Feldlinien biegen sich an den Rändern des Luftspaltes nach ausen und der magnetische Fluss verteilt sich auf eine grössere Fläche als in der vereinfachten analytischen Berechnung. Dadurch reduziert sich B_δ und ebenfalls die Kraftwirkung, da diese quadratisch von der Flussdichte aber nur linear von der Fläche abhängt.
- Die inhomogene Flussverteilung führt an der Grenzschicht zum Luftspalt dazu, dass gewisse Bereiche des Eisens früher in Sättigung gehen. Gesättigte Bereiche erhöhen den äquivalenten Luftspalt und die maximal erreichbare Flussdichte im Luftspalt wird reduziert.
- Ein Teil des Flusses geht nicht durch den Luftspalt, sondern schliesst sich bereits in der Eisenklaue. Dieser nicht kraftbildende Anteil des Flusses führt unter der Spule zu einer höheren Flussdichte und damit zu früherer Sättigung als erwartet, wodurch ebenfalls die maximal erreichbare Flussdichte im Luftspalt reduziert wird.
- Aus demselben Grund und da sämtliche Feldlinien durch die Spule resp. den Permanentmagneten gehen müssen, können diese nicht mehr beliebig auf dem Eisenkreis positioniert werden, sondern sollten möglichst nahe am Luftspalt platziert werden. Dadurch werden die Feldlinien direkt zum Luftspalt geführt und können sich nicht schon bereits in der Eisenklaue schliessen.

2.4.2 Strukturgrössen

In Abb. 2.4 sind beispielhaft die Feldlinien in einem Zahn einer Flux-Switching Topologie mit zwölf Stator- und zehn Rotorzähnen für verschiedene Luftspaltverhältnisse gezeigt. Es ist ersichtlich, dass der Streuflussanteil mit zunehmendem Luftspaltverhältnis rasch zunimmt. Dasselbe Bild würde bei einer Topologie mit der halben Anzahl an Stator- und Rotorzähnen, also sechs und fünf, aber den doppelten Luftspaltverhältnissen entstehen.

Daraus ist ersichtlich, dass für den Streuflussanteil nicht die Grösse des Luftspaltes verantwortlich ist, sondern das Verhältnis des Luftspaltes zu allen anderen Strukturgrössen wie Zahn- und Polbreiten oder Stator- und Rotorhöhe. Eine Topologie mit einer geringeren Anzahl an Statorzähnen und Rotorpolen hat somit beim gleichen Luftspaltverhältnis G einen geringeren Streuflussanteil als eine Topologie mit einer grösseren Anzahl an Zähnen und Polen.

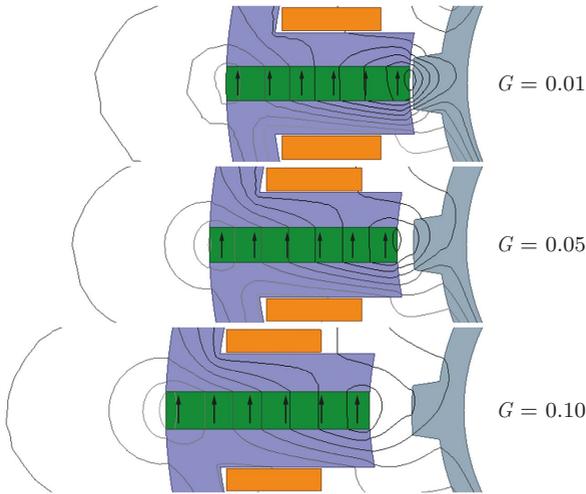


Abbildung 2.4: Magnetische Feldlinien bei verschiedenen Luftspaltverhältnissen einer Flux-Switching Topologie mit zwölf Stator- und zehn Rotorzähnen. Der Streuflussteil nimmt mit zunehmendem Luftspaltverhältnis rasch zu.

Dieser Effekt ist gegenläufig dazu, dass das Nenndrehmoment in der Regel mit zunehmender Pol- und Zahnzahl ansteigt. Es ist also zu erwarten, dass das Nenndrehmoment bei gegebener Topologie und gegebenem Luftspaltverhältnis mit zunehmender Zahn- und Polzahl ein Maximum annimmt und danach wieder absinkt. Ebenso ist zu erwarten, dass die ideale Anzahl an Zähnen und Polen, die zu maximalem Drehmoment führt, mit zunehmendem Luftspaltverhältnis abnimmt.

Soll also der Luftspalt maximiert werden, ergibt dies Topologien mit möglichst grossen Strukturgrössen, bzw. möglichst kleiner Anzahl an Statorzähnen und Rotorpolen. Insbesondere das Auffächern von Statorzähnen in weitere Statorpole wie von konventionellen Schritt- und Verniermotoren bekannt, ist also bei Motoren mit grossem Luftspaltverhältnis zur Drehmomentmaximierung sogar kontraproduktiv. Ein Strukturgrössenverhältnis S kann definiert werden und würde sich je nach Situation z. B. aus dem Luftspalt und der Statorzahnbreite berechnen, also
$$S = \frac{w_{S, \text{tooth}}}{\delta_{\text{mag}}}.$$

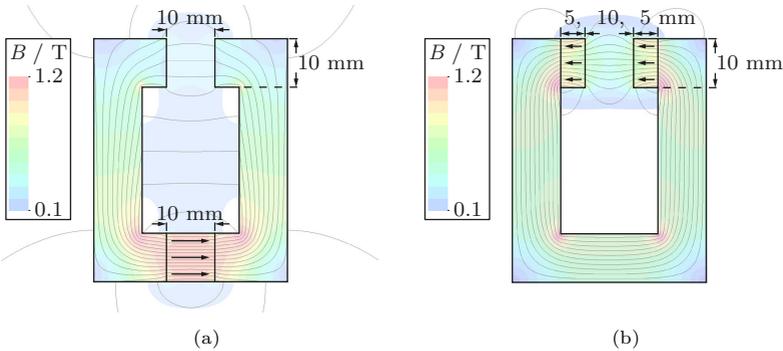


Abbildung 2.5: Feldlinien und magnetische Flussdichte bei unterschiedlicher Platzierung eines PM in einem Eisenkreis (NdFeB N45H, Luftspalt 10 mm): (a) PM entfernt vom Luftspalt, hoher Streuflussanteil, (b) PM direkt beim Luftspalt, geringerer Streuflussanteil.

2.4.3 Platzierung von Permanentmagneten und Spulen

Bereits aus Abb. 2.3 kann erahnt werden, dass die Positionierung der Spulen auf dem Eisenkreis bei grossem Luftspalt nicht mehr beliebig frei wählbar ist. Es ist dann vorteilhaft, diese möglichst nahe am Luftspalt zu platzieren. Dasselbe gilt natürlich analog dazu für Permanentmagnete. Dies liegt daran, dass alle Feldlinien durch die Spule bzw. den Permanentmagneten hindurchführen, sich aber danach über sämtliche möglichen Streupfade schliessen. Zum besseren Verständnis zeigt Abb. 2.5 die Feldlinien und Feldstärken für einen solchen Fall mit Permanentmagneten. Werden die PM direkt am Luftspalt platziert, ergibt sich ein viel kleinerer Streuflussanteil. Es ist aber ebenso ersichtlich, dass die Flussdichte im Luftspalt deutlich höher ist, obwohl die Flussdichte im Magneten und angrenzenden Eisen tiefer ist. Dies ist doppelt von Vorteil, was zu höheren erzielbaren Kräften führt.

2.5 Motorskalierung

Die einfachste und schnellste Methode einen neuen Motor zu entwickeln, ist das Skalieren der Abmessungen einer bestehenden Motorgrösse bzw.

Motorgeometrie. Von zentralem Interesse ist dabei, wie sich die Kräfte und Momente unter Skalierung verhalten und wo mögliche Limitierungen liegen, wobei für diese Arbeit auch die Unterschiede zwischen Permanentmagnet- und Reluktanztopologien betrachtet werden.

Die entstehenden Kräfte und Momente können für einen Scheibenläufermotor mit grossem Luftspalt nur dann hochgerechnet werden, falls sämtliche Geometrieparameter mit demselben Faktor k skaliert werden. Alle Geometrieverhältnisse bleiben also konstant, z. B. G , H , D und S . Dies ist wichtig, damit der Streuflussanteil und ebenso der Abstand zu den Optima der Verkippungssteifigkeit und Axialsteifigkeit konstant bleiben. Ein unabhängiges Skalieren von Durchmesser, Höhe oder Luftspalt ist also nicht möglich, beziehungsweise müssten dann die Kräfte und Momente wieder mit FEM Simulationen ermittelt werden.

2.5.1 Skalierungsgrenzen

Wie (2.7) zu entnehmen ist, bleibt bei einer solchen Skalierung die durch Permanentmagnete verursachte Flussdichte im Luftspalt konstant. Dasselbe gilt gemäss (2.6) für die von einer durchfluteten Spule erzeugte Flussdichte, sofern die Spulendurchflutung mit dem Faktor k mitskaliert wird.

Für die Spulendurchflutung sind jedoch auch noch andere Skalierungsfaktoren denkbar und ebenso muss für die Nenndrehzahl ein Skalierungsfaktor gewählt werden. Dabei ist zu beachten, dass jede Skalierungsvariante letztlich an Grenzen stösst. Je nach Variante können eine oder mehrere der folgenden Skalierungsgrenzen auftreten:

- **Magnetische Sättigung:** Nimmt die Flussdichte im Motor beim Skalieren zu, tritt irgendwann lokale sich ausbreitende Sättigung auf, wodurch die Kraft- und Momentzunahme abflacht.
- **Kühlung:** Falls die Kupfer- und Eisenverluste im Motor stärker zunehmen als die über das Kühlsystem abführbare Leistung, welche z. B. bei Oberflächenkühlung mit k^2 skaliert, führt dies zur Überhitzung des Motors.
- **Aufstartdistanz Radiallager:** Steigt die passive destabilisierende Radialkraft in der mit k mitskalierenden radialen Ruheposition stärker als die maximale aktive Radialkraft, so kann der Rotor ab

einer gewissen Grenze nicht mehr in die Statormitte gebracht werden.

- **Zuladung Axiallager:** Nehmen die Schwerkraft des Rotors oder die Störkräfte in axialer Richtung stärker zu als die maximale passive axiale Rückstellkraft, so können diese Kräfte letztlich nicht mehr aufgenommen werden.
- **Mechanische Rotorfestigkeit:** Die mechanische Belastung des Rotors ist durch dessen Umfangsgeschwindigkeit gegeben. Eine steigende Umfangsgeschwindigkeit führt zur Zerstörung des Rotors, sobald die Festigkeit der Rotorkonstruktion überschritten wird.
- **Mechanische Herstellbarkeit:** Sämtliche Dimensionen und implizit auch alle Toleranzen werden mit k mitskaliert. Reale Herstelltoleranzen skalieren jedoch nur unterproportional. Ebenso können z. B. Wandstärken nicht beliebig dünn hergestellt werden.

Es sind auch noch weitere anwendungsspezifische Skalierungsgrenzen denkbar, welche aber hier nicht im Detail betrachtet werden, wie z. B. die Druckfestigkeit der Prozesskammerwand oder Scherkräfte im Fluidspalt.

2.5.2 Skalierung mit konstanter Flussdichte

Bei Motoren, welche wie in dieser Arbeit für maximales Drehmoment bei tiefen Drehzahlen ausgelegt sind, sind zumindest Teilbereiche des Eisenkreises bereits leicht gesättigt. Eine Skalierung in beide Richtungen ist somit nur möglich, falls die Flussdichte beim Skalieren konstant gehalten wird. Somit bleibt auch die Kraftdichte im Luftspalt konstant, wodurch Kräfte mit der Rotoroberfläche skalieren, also $F \propto d_{\text{Ro}} \cdot h_{\text{R}} \propto k^2$. Momente werden zusätzlich noch mit dem Hebelarm, also dem Rotorradius r_{Ro} multipliziert, wodurch Momente mit k^3 skalieren.

Tab. 2.3 zeigt die Skalierungszusammenhänge für einige Parameter bei Nenndurchflutung und Nenndrehzahl für zwei Varianten, bei welchen entweder die Drehzahl oder die Umfangsgeschwindigkeit konstant gehalten wird. Die Wirbelstromverluste sind sowohl für konstante Blechdicke, als auch mitskalierende Blechdicke, in Klammern angegeben. Mehrere Erkenntnisse können aus Tab. 2.3 gewonnen werden:

- Das Verhältnis von aktiver zu passiver Radialkraft bleibt konstant und dadurch auch die radiale Aufstartdistanz relativ zum Luftspalt.

Drehzahl	$n_N / \text{U/min}$	1	k^{-1}
Durchflutung	Θ_N / A	k	
Volumen	$V_{\text{mot}} / \text{m}^3$	k^3	
Oberfläche	$A_{\text{mot}} / \text{m}^2$	k^2	
Drehmoment	$T(\Theta_N) / \text{Nm}$	k^3	
Radialkraft Aktiv	$F_{r,\text{act}}(\Theta_N) / \text{N}$	k^2	
Radialkraft Passiv	$F_{r,\text{pas}}(r_N) / \text{N}$	k^2	
Axialkraft Passiv	$F_z(z_N) / \text{N}$	k^2	
Verkippungssteifigkeit	$k_{\alpha,\beta} / \text{Nm/deg}$	k^3	
Ohmsche Verluste	P_{Cu} / W	k	
Hystereseverluste	P_{Hy} / W	k^3	k^2
Wirbelstromverluste	P_{Ws} / W	$k^3(k^5)$	$k(k^3)$
Leistung	P_N / W	k^3	k^2
Leistungsdichte	$\phi_N / \text{W/m}^3$	1	k^{-1}

Tabelle 2.3: Motorskalierung mit konstanter Flussdichte.

- Die Axialkraft steigt für grosse Motoren langsamer als die Rotormasse, wodurch die durch Schwerkraft verursachte Auslenkung relativ zur Motorhöhe zunimmt.
- Die ohmschen Verluste nehmen für kleine Motoren relativ zur Motoroberfläche zu. Dasselbe gilt für die Eisenverluste bei grossen Motoren, sofern die Drehzahl beim Skalieren konstant gehalten wird.
- Die Aufteilung der Motorverluste verschiebt sich für grosse Motoren in Richtung Eisenverluste und für kleine Motoren in Richtung ohmscher Verluste.
- Die Effizienz nimmt für grosse Motoren zu, während die Leistungsdichte bei konstanter Umfangsgeschwindigkeit abnimmt.

Die passiven Radial- und Axialkräfte sind bei Nennauslenkungen r_N und z_N angegeben, welche mit k mitskalieren. Die Motorverluste wurden als Summe aus ohmschen Kupferverlusten, sowie Hysteresee- und Wirbelstromverlusten im Eisenkreis angenommen und nach (2.9) berechnet. Die Leistung und Leistungsdichte wurde nach (2.10) berechnet.

$$\begin{aligned}
P_{\text{Cu}} &= R_{\text{coil}} \cdot I_{\text{coil}}^2 \\
P_{\text{Hy}} &= c_{\text{Hy}} \cdot m_{\text{Fe}} \cdot f_{\text{Fe}} \cdot \hat{B}^{1.6} \\
P_{\text{Ws}} &= c_{\text{Ws}} \cdot m_{\text{Fe}} \cdot f_{\text{Fe}}^2 \cdot \hat{B}^2 \cdot d_{\text{Fe}}^2 \\
P_{\text{loss,mot}} &= P_{\text{Cu}} + P_{\text{Hy}} + P_{\text{Ws}},
\end{aligned} \tag{2.9}$$

$$\begin{aligned}
P_{\text{N}} &= T_{\text{N}} \cdot \omega_{\text{N}} = T_{\text{N}} \cdot n_{\text{N}} \cdot \frac{2\pi}{60} \\
\phi_{\text{N}} &= \frac{P_{\text{N}}}{V_{\text{mot}}}.
\end{aligned} \tag{2.10}$$

2.5.3 Konstante ohmsche Verluste pro Oberfläche

Da bei der Skalierung mit konstanter Flussdichte sowohl die durch Permanentmagnete als auch die durch die Spulendurchflutung verursachte Flussdichte konstant bleibt, sind sämtliche Skalierungszusammenhänge sowohl für Motoren mit Permanentmagneten als auch für Reluktanzmotoren gültig. Dies ist jedoch nicht mehr der Fall, sobald der Skalierungsfaktor der Spulendurchflutung von k abweicht.

Beispielhaft zeigt Tab. 2.4 die Skalierungszusammenhänge für eine Skalierungsvariante, bei welcher die ohmschen Verluste proportional zur Motoroberfläche steigen und somit stets durch eine Oberflächenkühlung abgeführt werden können. Dazu wird die Spulendurchflutung mit $k^{1.5}$ erhöht, wodurch die resultierende Flussdichte mit $k^{0.5}$ steigt, während die durch Permanentmagnete verursachte Flussdichte konstant bleibt. Folgende Erkenntnisse sind aus Tab. 2.4 ersichtlich:

- Die Kräfte und Momente steigen bei Reluktanz-Topologien eine halbe Potenz stärker als bei PM-Topologien, da diese quadratisch mit der Spulendurchflutung steigen, respektive aus der Verkettung von Permanentmagnet- und Spulendurchflutung entstehen.
- Die Flussdichte steigt bei Reluktanz-Topologien schneller, da sie hier lediglich durch die Spulendurchflutung verursacht wird. Die steigende Flussdichte führt in beiden Fällen letztlich zu Sättigung, wodurch die Skalierung nicht mehr fortgeführt werden kann.
- Die passiven Steifigkeiten steigen bei Reluktanz-Topologien eine ganze Potenz stärker als bei PM-Topologien, da diese von der Spu-

Topologie	PM		Reluktanz	
	1	k^{-1}	1	k^{-1}
Durchflutung Θ_N		$k^{1.5}$		
$B_{\delta,PM} \mid B_{\delta,coil}$	1	$k^{0.5}$	-	$k^{0.5}$
Drehmoment $T(\Theta_N)$		$k^{3.5}$		k^4
Radialkraft Aktiv $F_{r,act}(\Theta_N)$		$k^{2.5}$		k^3
Radialkraft Passiv $F_{r,pas}(r_N)$		k^2		k^3
Axialkraft Passiv $F_z(z_N)$		k^2		k^3
Verkippssteifigkeit $k_{\alpha,\beta}$		k^3		k^4
Ohmsche Verluste P_{Cu}		k^2		k^2
Hystereseverluste P_{Hy}	$k^{3..3.8}$	$k^{2..2.8}$	$k^{3.8}$	$k^{2.8}$
Wirbelstromverluste P_{Ws}	$k^{3..4}(k^{5..6})$	$k^{1..2}(k^{3..4})$	$k^4(k^6)$	$k^2(k^4)$
Leistung P_N	$k^{3.5}$	$k^{2.5}$	$k^{3.5}$	$k^{2.5}$
Leistungsdichte ϕ_N	$k^{0.5}$	$k^{-0.5}$	$k^{0.5}$	$k^{-0.5}$

Tabelle 2.4: Motorskalierung mit konstanten Kupferverlusten pro Motoroberfläche.

lendurchflutung und nicht von den Permanentmagneten erzeugt werden.

- Die aktive Radialkraft sinkt bei PM-Topologien beim Runterskalieren stärker als die passive Radialkraft, wodurch die radiale Aufstartdistanz relativ zum Luftspalt sinkt, während diese bei Reluktanz-Topologien konstant bleibt.
- Die Aufteilung der Motorverluste verschiebt sich für grosse Motoren in Richtung Eisenverluste und für kleine Motoren in Richtung ohmscher Verluste. Da die Eisenverluste stärker als die Oberflächen steigen, kann eine Oberflächenkühlung trotzdem letztlich nicht mehr gewährleistet werden.
- Aus der Aufzählung ist ersichtlich, dass die Kräfte und Momente von Reluktanz-Topologien gegenüber PM-Topologien bei grösstmöglicher Flussdichte, also bei beginnender Sättigung, am grössten sind.

2.5.4 Fazit Motorskalierung

Die gezeigten Skalierungszusammenhänge geben einen generellen Überblick wie sich Kräfte und Momente verhalten, falls ein Motor in allen Dimensionen gleichmässig skaliert wird. Für die Spulendurchflutung und Nenndrehzahl müssen geeignete Skalierungsfaktoren gewählt werden, wobei für ersteres entscheidend ist, ob die gegebene Motortopologie magnetisch durch Sättigung oder thermisch durch die Kühlung limitiert ist. Wie aufgezeigt wurde, kann eine solche Skalierung aber in jedem Fall nur über einen begrenzten Bereich fortgesetzt werden, ohne an Grenzen zu stossen.

Wird eine Skalierungsgrenze erreicht, so kann mit geänderten Skalierungsfaktoren für Spulendurchflutung und Rotordrehzahl weiterskaliert werden, oder es wird versucht die Grenze mit verschiedenen Massnahmen zu verschieben. Dies können Geometrieoptimierungen sein, die Wahl eines Materials mit höherer Sättigungsinduktion oder mechanischer Festigkeit, präzisere Herstellmethoden, oder auch eine verbesserte Motorkühlung. In jedem Fall müssen danach die Kräfte und Momente jedoch wieder mit FEM-Simulationen ermittelt werden.

Bei einem ideal ausgelegten Motor teilen sich die Motorverluste etwa gleichmässig in Kupfer- und Eisenverluste. Diese Aufteilung verschiebt sich beim Skalieren, wodurch eine Geometrie Anpassung, also eine Verschiebung der Volumenanteile von Kupfer und Eisen vorteilhaft sein kann. Ebenso skalieren die Anforderungen für den Luftspalt in der Realität nicht linear mit der Motorgrösse, wodurch für grosse und kleine Motoren unterschiedliche Zahn- und Polpaarzahlen ideal sein können. Auch in diesen beiden Fällen müssen die Kräfte und Momente wieder mit FEM-Simulationen ermittelt werden.

Obwohl also eine geometrische Skalierung ohne Anpassungen nur über einen begrenzten Bereich möglich bzw. sinnvoll ist, ist es für eine gegebene Motortopologie nicht möglich eine untere oder obere Grenze für die Motorgrösse zu benennen. Vereinfacht ausgedrückt kann aber ab einer bestimmten Skalierung k bzw. $1/k$ mit einem zunehmenden Entwicklungsaufwand und einer zunehmenden Zahl an Anpassungen gerechnet werden.

Kapitel 3

Topologien ohne Permanentmagnete im Rotor

Ausgehend von den Überlegungen in Kapitel 2 werden nun ideale Topologien zur Erfüllung der Aufgabenstellung gesucht. Diese lautet: „Lagerlose Scheibenläufertopologien ohne Permanentmagnete im Rotor zu entwickeln, mit welchen grössere Luftspalte und höhere Rotordrehmomentdichten als mit bestehenden Konzepten erreicht werden können. Die bestehende Einhüllende zwischen Drehmomentdichte und Luftspalt soll auf grössere Werte verschoben werden.“

Da das primäre Ziel die Maximierung der Rotordrehmomentdichte ist, wobei die Gesamtgrösse des Motors zweitrangig bleibt, wird schnell klar, dass grosse Wickelräume benötigt werden. In der realen Applikation als Mischer soll das Flügelrad axial in möglichst geringem Abstand zum Rotor montiert werden können, um Verkippungskräfte klein zu halten. Beide Anforderungen werden ideal von Motoren in Tempelbauform erfüllt, weshalb alle hier betrachteten Konzepte letztendlich in Tempelbauform aufgebaut werden.

3.1 Reduktion von PM im Rotor

Während der ersten Untersuchungen zu Motoren ohne PM im Rotor wurden Rotordrehmomentdichten erreicht, welche relativ nahe an bestehenden Tempelmotoren mit PM im Rotor lagen. Dies ist bei grossem Luftspaltverhältnis gar nicht möglich. Schnell war klar, dass bisher keine Topologie konsequent auf maximale Rotordrehmomentdichte optimiert wurde.

Deshalb wurden die Überlegungen aus Kapitel 2 ebenfalls auf Topologien mit PM im Rotor angewandt und ein multipolarer „Referenzmotor“, mit einer gegenüber bestehenden Tempelmotoren reduzierten PM-Masse im Rotor, entwickelt.

Dabei treten einige interessante Fragestellungen auf, welche im späteren Verlauf dieser Arbeit beantwortet werden sollen:

- **Strukturgrößen:** Wo liegt die optimale Kombination aus Rotorpolpaaren und Statorzähnen in Abhängigkeit des Luftspaltverhältnisses?
- **PM Reduktion 1:** Wie skalieren passive Steifigkeiten, aktive Kräfte und das Drehmoment bei einer Reduzierung der PM-Masse?
- **PM Reduktion 2:** Gibt es ein Optimum von Drehmoment und passiven Steifigkeiten relativ zur PM-Masse?
- **Detailgeometrie:** Welche Detailänderungen an der Motorgeometrie sind zur Maximierung der Rotordrehmomentdichte nötig?

Bezüglich der grundsätzlichen Funktionsweise von multipolaren Topologien mit PM im Rotor wird auf die Dissertationen von Zürcher [14], Reichert [113] und Steinert [25] verwiesen. An dieser Stelle ist daher keine weitere Erklärung erforderlich.

3.2 Topologien mit PM im Stator

Wie schon in der Einleitung (Abschnitt 1.2.4) gezeigt, sind viele Topologien bekannt, bei welchen der Stator mittels Permanentmagneten magnetisch vorgespannt wird. Die Idee dahinter ist, wegen der quadratischen Beziehung zwischen Flussdichte im Luftspalt und Drehmoment bzw. den Kräften, mit den PM alleine eine möglichst hohe Flussdichte im Luftspalt zu erreichen. Somit kann durch Modulation dieser Flussdichte mit der Spulendurchflutung eine hohe Drehmomentdichte erreicht werden.

Für das angestrebte grosse Luftspaltverhältnis ergeben sich zusammen mit den Überlegungen aus Kapitel 2 folgende Anforderungen für geeignete Topologien:

- Grosse Strukturgrößen, also kleine Anzahl an Stator- und Rotorzähnen. Keine weitere Unterteilung dieser Zähne.

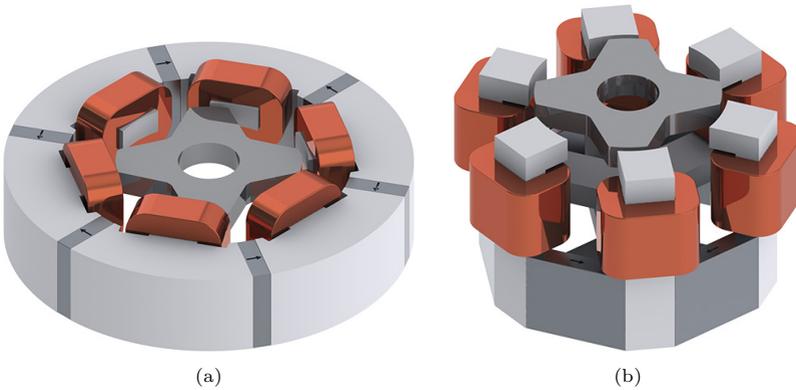


Abbildung 3.1: Topologien mit PM im Stator, sechs Statorzähne jeweils in wechsellagernder Richtung magnetisiert: (a) Spulenfluss durch PM geschlossen, kleiner Widerstand durch grosse Fläche, (b) Spulenfluss durch zwei leitfähige Rückschlüsse geschlossen.

- Platzierung der PM nahe am Luftspalt, damit der PM-Fluss grösstenteils durch den Luftspalt fliesst.
- Entlang des Luftspaltes soll sowohl im Rotor als auch im Stator möglichst viel magnetisch leitendes Material eingesetzt werden.
- Der Spulenfluss soll sich über einen Kreis schliessen, in welchem lediglich der Luftspalt des Motors magnetisch nichtleitend ist.
- Ebenso soll im PM-Flusskreis lediglich der PM selbst und der Luftspalt des Motors magnetisch nichtleitend sein.

In Abb. 3.1 und Abb. 3.2 sind mehrere Topologien gezeigt, welche die meisten dieser Anforderungen erfüllen und mit welchen sowohl Drehmomente als auch Lagerkräfte erzeugt werden können. Allen gezeigten Topologien sind starke winkelabhängige Kraft- und Drehmomentfluktuationen gemeinsam. Diese Fluktuationen könnten zwar mit einer höheren Zahn- und Polzahl verringert werden, mit diesen angepassten Topologien wären aber wiederum nur geringere Luftspaltverhältnisse realisierbar.

Obwohl teilweise starke Lagerkräfte generiert werden können, ist das Potential zur Drehmomentgenerierung mässig. Lagerkräfte entstehen aus der Summe von Radial- und Tangentialkräften, während das Drehmoment einzig aus der Summe der Tangentialkräfte entsteht. Eine Topologie für hohes Drehmoment bei grossem Luftspaltverhältnis muss also

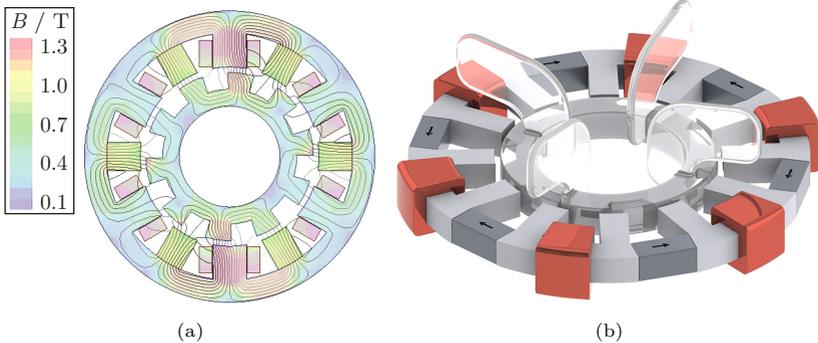


Abbildung 3.2: Topologien mit PM im Stator: (a) Radial magnetisierte PM zwischen Statorzähnen direkt am Luftspalt, (b) abwechselnde Magnetisierung einzelner Segmente mit tangential magnetisierten PM.

zusätzlich zu den oben genannten Anforderungen auch noch möglichst hohe Tangentialkräfte generieren können, Radialkräfte tragen nichts zum Drehmoment bei.

Ein weiteres Problem besteht darin, dass Permanentmagnete und Windungen sich gegenseitig hinsichtlich des verfügbaren Raumes einschränken. Ebenso schliesst sich ein grosser Anteil des PM-Flusses bereits zwischen den Statorzähnen und nicht über den Luftspalt.

3.2.1 Flux-Switching PM Topologie

Da keine Topologie mit PM im Stator gefunden werden konnte, welche sowohl vorzüglich zur Generierung von Lagerkräften als auch eines Drehmoments geeignet ist, wurden letztendlich Flux-Switching-PM-Konzepte weiterverfolgt. Diese sind von mechanisch gelagerten Motoren als jene Topologie mit dem höchsten Drehmomentpotential bekannt und entsprechen mit minimaler Abwandlung der Topologie aus Abb. 3.2 (b). Die PM werden bis zum Luftspalt verlängert und die Spulen dann über die so entstandenen Eisen-PM-Eisen-Zähne gewickelt.

Steht ein Rotorzahn gerade vor einem Statorzahn, so schliesst sich der Fluss, der tangential magnetisierten Statormagnete, über das Statoreisen und durch die Zahnflanken des Rotorzahns. Durch Bestromung der Mo-

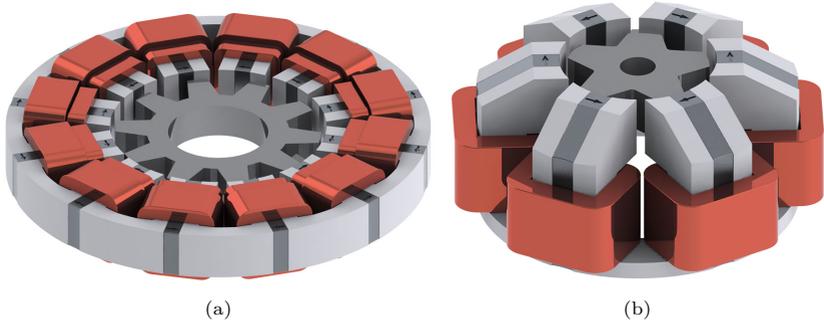


Abbildung 3.3: Optimierte lagerlose FSPM-Scheibenläufer: (a) 12 Stator- und 10 Rotorzähne, separierte Wicklungen, $G = 0.053$, (b) 6 Stator- und 5 Rotorzähne, kombinierte Wicklungen, $G = 0.1$.

torwicklung wird der PM Fluss auf der einen Seite verstärkt und auf der anderen geschwächt, wodurch eine starke Tangentialkraft entsteht, was für die Drehmomentgenerierung vorteilhaft ist.

Für den Winkel für den sich Rotor- und Statorzahn gegenüberstehen, schliesst sich der Permanentmagnetfluss am stärksten über den Rotorzahn, was zu einer hohen passiven radialen Steifigkeit führt. Genau für diesen Winkel können aber gegeben durch die Konfiguration von Wicklung sowie PM und Eisen keine Radialkräfte generiert werden, da der PM-Fluss nicht gleichzeitig auf beiden Seiten verstärkt oder geschwächt werden kann. Die hohe passive Radialsteifigkeit kann nur mit benachbarten Zähnen aktiv kompensiert werden, was gegenüber Rotor-PM-Topologien zu einer deutlich reduzierten radialen Aufstartdistanz führt.

In Abb. 3.3 (a) ist ein für den Betrieb als lagerloser Scheibenläufer optimierter FSPM-Motor mit 12 Stator- und 10 Rotorzähnen gezeigt, was die am weitesten verbreitete Kombination ist [114, 115]. Das Luftspaltverhältnis G ist mit 0.053 bereits hoch, normalerweise liegt es bei dieser Topologie bei 0.01 [116, 117], mit nur einem Beispiel bei 0.04 [104]. Publierte Simulationsresultate bis 0.05 [118] und 0.067 [119] sind zu finden, wobei in beiden Publikationen eine rapide Abnahme der Drehmomentdichte beobachtet wurde.

Zur Realisierung von höheren Luftspaltverhältnissen bei gleichbleibendem Streuflussanteil ist es vorteilhaft, die Anzahl Stator- und Rotorzähne

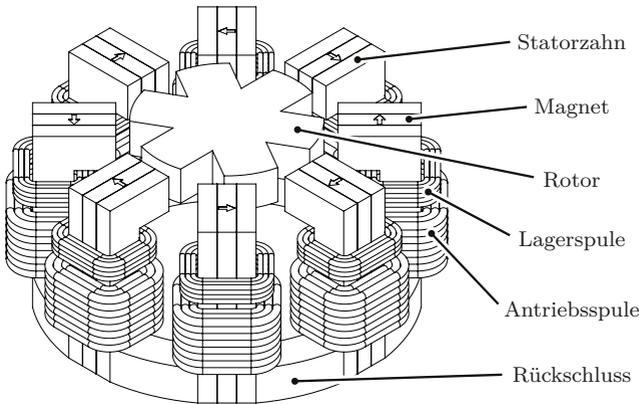


Abbildung 3.4: Lagerloser FSPM-Tempelmotor mit 8 Stator- und 6 Rotorzähnen, sowie separierten Antriebs- und Lagerwicklungen.

zu reduzieren, so wie für den in Abb. 3.3 (b) gezeigten optimierten FSPM-Tempelmotor mit 6 Stator- und 5 Rotorzähnen, sowie Luftspaltverhältnis 0.1. Durch die Anordnung der PM ist lediglich eine gerade Anzahl an Statorzähnen möglich. Bei vier Statorzähnen hätte der Antrieb eine Einphasencharakteristik [53], womit die kleinste sinnvolle Anzahl Statorzähne bei sechs liegt.

Durch die Reduktion der Stator- und Rotorzähne steigen allerdings auch die winkelabhängigen Drehmoment- und Lagerkraftfluktuationen rapide an, weshalb Konzepte mit acht Statorzähnen als Mittelweg zwischen 12 und 6 ebenfalls betrachtet wurden. Abb. 3.4 zeigt einen solchen lagerlosen FSPM-Tempelmotor mit 8 Statorzähnen, 6 Rotorzähnen und separierten Wicklungen.

Einige wenige mechanisch gelagerte FSPM-6/8- und -6/4-Motoren wurden bisher publiziert [120–123], welche meist für high-speed Applikationen ausgelegt wurden. Dies, da durch die tiefen Polpaarzahlen tiefere elektrische Frequenzen und daher auch Eisenverluste resultieren. Eine FSPM-6/8-E-Kern-Maschine mit einem beachtlichen Luftspaltverhältnis von 0.11 wurde in [124] publiziert. E-Kern-Designs wurden in dieser Arbeit infolge der deutlich höheren Komplexität in Tempelbauform nicht berücksichtigt.

3.3 Topologien ohne Permanentmagnete

Zu Beginn dieser Arbeit wurde davon ausgegangen, dass die in der Aufgabenstellung geforderten Zielspezifikationen lediglich von einer Topologie mit PM im Stator erfüllt werden können. Dies infolge des hohen benötigten Drehmomentes bei gleichzeitig begrenzten ohmschen Verlusten und Rotordurchmesser.

Infolge der in Kapitel 2 beschriebenen Überlegungen und der konsequenten Optimierung von Tempelmotoren auf maximale Flussdichte im Luftspalt wurde klar, dass die Spulendurchflutung nicht nur zur Modulation des PM-Flusses verwendet werden kann, sondern dass mit den Spulen alleine vergleichbare Durchflutungen erreicht werden können. Die Gründe dafür liegen in der speziellen, exklusiv für Scheibenläufermotoren verwendeten Tempelmotor-Bauweise. Deshalb wurden letztendlich auch noch Topologien gänzlich ohne PM betrachtet.

3.3.1 Lagerloser Synchronreluktanz-Scheibenläufer

Lagerlose Synchron-Reluktanzmotoren (SynRM) mit Flussbarrieren wurden erstmals in [98] präsentiert. Dabei wurde lineare Drehmoment- und Kraftgenerierung beobachtet, bei viel kleineren Fluktuationen über den Rotorwinkel als mit gezahnten Rotoren. Ebenso war die Kraft- und Drehmomentgenerierung praktisch komplett entkoppelt, was eine stabile Radiallagerung ohne Entkopplungsregelung ermöglichte.

Infolge der besseren Voraussetzungen für die radiale Lagerung und weil diese Topologien bei mechanisch gelagerten Motoren wie in der Einleitung beschrieben wieder an Bedeutung gewinnen, wird hier nur noch auf SynRM mit Flussbarrieren eingegangen. Es wird erwartet, dass eine solche Maschine relativ einfach zu regeln ist, mit zu den verbreiteten Rotor-PM-Motoren identischen Regelalgorithmen. Der einzige Unterschied ist ein konstant zu setzender Magnetisierungsstrom $i_{\text{mag}} = i_{\text{drv,d}}$, welcher bei Rotor-PM-Motoren gleich Null ist. Die am weitesten verbreitete SynRM-Topologie besitzt 4 Pole, wie z. B. in Abb. 3.5 gezeigt.

In jüngster Zeit wurden einige Arbeiten zu lagerlosen Motoren mit Flussbarrieren publiziert, z. B. in [125–129]. In der vorliegenden Arbeit wird allerdings weltweit das erste Mal eine solche Topologie als Scheibenläufer beschrieben, aufgebaut und erfolgreich in Betrieb genommen.

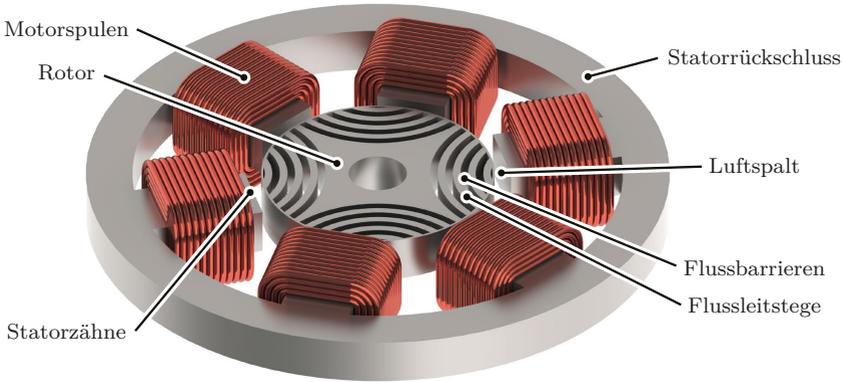


Abbildung 3.5: Konzept eines lagerlosen SynRM-Scheibenläufers mit Flussbarrieren, vier Rotorpolen und sechs Statorzähnen. Konzentrierte Wicklungen für kombinierte Drehmoment- und Lagerkraftgenerierung mit Polpaarzahl 2 und 1.

3.3.2 SynRM Funktionsweise

Abb. 3.6 zeigt die Feldlinien einer SynRM-Topologie für drei Szenarien: (a) nur Magnetisierungsstrom, (b) Radialkraftgenerierung, (c) Drehmomentgenerierung. Für reinen Magnetisierungsstrom verlaufen die Feldlinien entlang der Flussleitstege. Sobald die Flussbarrieren von Feldlinien überquert werden, entstehen Reluktanzkräfte, welche in Summe zu einem Drehmoment oder einer Radialkraft führen.

Wie in Abschnitt 2.2 anhand eines einfachen Magnetkreises gezeigt, steigt die Flussdichte im Luftspalt linear mit der Spulendurchflutung, wodurch die Kräfte quadratisch ansteigen. Ein Magnetisierungsstrom i_{mag} führt somit im realen Motor zu anziehenden Kräften zwischen den Statorzähnen und dem Rotor, welche quadratisch mit i_{mag} ansteigen.

Bei perfekt zentriertem Rotor ist die Summe dieser Kräfte Null, allerdings führt eine axiale Auslenkung oder ein Verkippung des Rotors zu einer „passiven“ Rückstellkraft bzw. einem Rückstellmoment, welche den Rotor zurück in die Mittellage ziehen. Diese Rückstellkräfte steigen linear mit der Auslenkung, wodurch für einen gegebenen Magnetisierungsstrom i_{mag} Steifigkeitsfaktoren k_z , k_α , und k_β definiert werden können. Für eine radiale Auslenkung resultiert eine negative, instabile Kraft, welche den

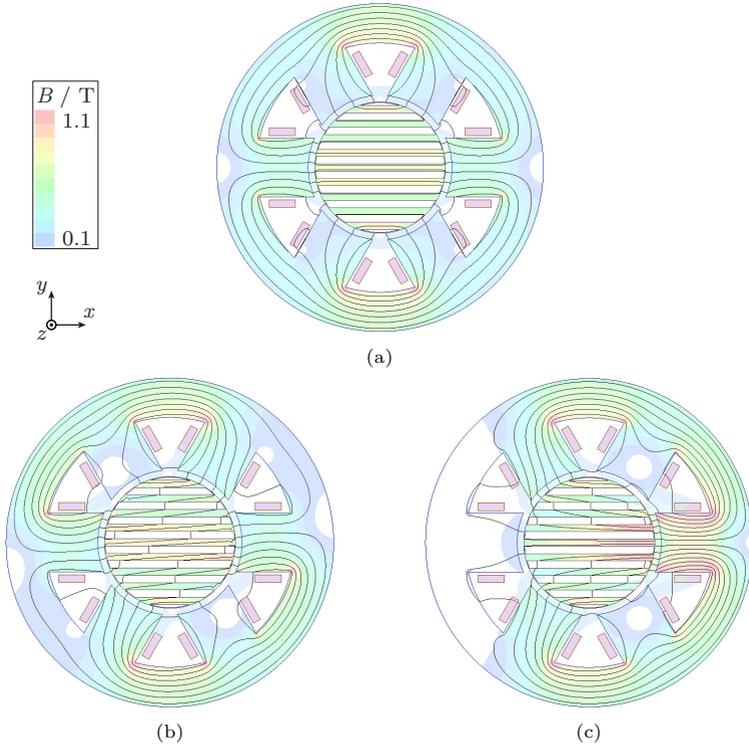


Abbildung 3.6: SynRM-Topologie mit Feldlinien und magnetischer Flussdichte für: (a) Vormagnetisierung ($\Theta_{\text{mag}} = 1500 \text{ Aw}$), (c) Drehmomentgenerierung ($\Theta_{\text{mag}} = \Theta_{\text{drv,q}} = 1500 \text{ Aw}$), (b) Radialkraftgenerierung ($\Theta_{\text{mag}} = \Theta_{\text{bng,x}} = 1500 \text{ Aw}$).

Rotor von der Statormitte wegzieht. Auch hier kann ein Steifigkeitsfaktor k_r für einen gegebenen Magnetisierungsstrom i_{mag} definiert werden.

Es wird ersichtlich, dass bei konstantem Magnetisierungsstrom i_{mag} ein identisches Verhalten zu einer Rotor-PM-Topologie mit gegebener PM-Masse resultiert. Radialkräfte in x - und y -Richtung steigen linear mit den Strömen $i_{\text{bng,x}}$ respektive $i_{\text{bng,y}}$, was am besten mit der Summe der Kräfte von zwei gegenüberliegenden Statorzähnen illustriert werden kann:

$$\begin{aligned}
 F_{\text{rad},1,4}(\varphi_m = 0^\circ) &= F_{\text{rad},1} - F_{\text{rad},4} \\
 &\propto (i_{\text{mag}} + i_{\text{bng},x})^2 - (i_{\text{mag}} - i_{\text{bng},x})^2 \\
 &= 4i_{\text{mag}}i_{\text{bng},x}.
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Ebenso steigt das Drehmoment linear mit dem Antriebsstrom $i_{\text{drv},q}$, was aus der Drehmomentgleichung für SynRM-Motoren ersichtlich wird (Magnetisierungsstrom $i_{\text{mag}} = i_{\text{drv},d}$):

$$T = \frac{3}{2}p_{\text{drv}}(L_{\text{drv},d} - L_{\text{drv},q})i_{\text{drv},d} \cdot i_{\text{drv},q}. \tag{3.2}$$

Die maximale Differenz zwischen d- und q-Induktivität wird erreicht, wenn das Verhältnis von magnetisch leitenden zu nichtleitenden Teilen im Rotor 1:1 beträgt. Rotoren mit geringeren Polpaarzahlen weisen eine höhere Differenz zwischen d- und q-Induktivität auf, wodurch der Einfluss von p_{drv} in der Drehmomentformel wieder aufgehoben wird. Die Verschaltung der Ströme $i_{\text{bng},x}$, $i_{\text{bng},y}$, $i_{\text{drv},d}$ und $i_{\text{drv},q}$ auf die sechs Motorspulen, ist in Abschnitt 5.4 gezeigt.

3.3.3 Betrachtungen zum Magnetisierungsstrom

Durch die quadratische Beziehung zwischen Gesamtdurchflutung und Kräften, respektive Drehmoment, weist die SynRM-Topologie im Vergleich zu Stator- oder Rotor-PM-Topologien bei hohen Durchflutungen wesentlich bessere Performance als bei tiefen Durchflutungen auf. Es ist deshalb umso wichtiger, den Motor so auszulegen, dass er auch bei den hohen angestrebten Durchflutungen von mehreren tausend Amperewindungen nicht bereits partiell gesättigt ist.

Das höchste Drehmoment pro Gesamtdurchflutung wird bei einem Antriebsstromwinkel von 45° erreicht. Der Magnetisierungsstrom wird deshalb so festgelegt, dass er bei der errechneten Maximaldurchflutung gleich dem Antriebsstrom ist:

$$\begin{aligned}
 \text{Bei } \Theta_N \text{ gilt: } \quad i_{\text{mag}} &= i_{\text{drv},d} = i_{\text{drv},q} \\
 \Rightarrow i_{\text{mag}} &= \frac{\Theta_N}{\sqrt{2} \cdot N}.
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

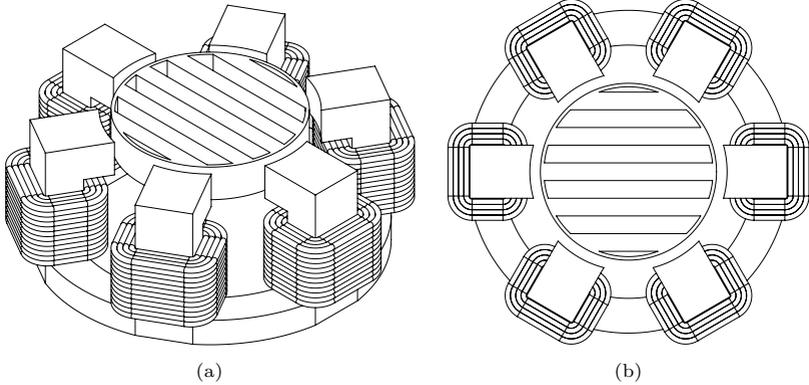


Abbildung 3.7: Konzept eines SynRM-Tempelmotors mit einem Polpaar: (a) Isometrische Ansicht, (b) Ansicht von oben.

Somit entstehen im Leerlauf ohne Drehmoment bereits die Hälfte der ohmschen Verluste bei Maximaldrehmoment, gemäss Aufgabenstellung also 100 W und 200 W. Die Leerlaufverluste werden durch die Vormagnetisierung verursacht, welche benötigt wird ein Herausfallen des Rotors aus dem Stator zu verhindern. Dies im Unterschied zu den PM-Topologien, bei welchen die Vormagnetisierung verlustfrei durch die Permanentmagnete aufgebracht wird.

Die frei einstellbare Vormagnetisierung, welche auch noch im Betrieb geändert werden könnte, eröffnet allerdings auch eine ganze Reihe neuer Möglichkeiten, welche im Abschnitt 7.1.3 aufgelistet sind.

3.3.4 SynRM Statorzahn- und Polpaarzahl

Bei Reluktanzmotoren ist $p_{\text{bng}} = p_{\text{drv}} \pm 1$ realisierbar, so z. B. 6 Statorzähne mit 2 Polpaaren und $p_{\text{bng}} = p_{\text{drv}} - 1$ in Abb. 3.5 oder 6 Statorzähne mit einem (1) Polpaar und $p_{\text{bng}} = p_{\text{drv}} + 1$ in Abb. 3.7. Bei PM-Topologien wird hingegen meist $p_{\text{bng}} = p_{\text{drv}} + 1$ für Innenläufer und $p_{\text{bng}} = p_{\text{drv}} - 1$ für Aussenläufer verwendet, da sich ansonsten Radial- und Tangentialkräfte auslöschen und nur geringe Tragkräfte resultieren.

Im Unterschied zu Topologien, welche mit PM im Stator vorgespannt werden, resultiert bei Reluktanzmotoren bei gleichem Rotor nur die halbe

Polpaarzahl. Dies dadurch, dass jeder Rotorzahn durch die mitdrehende Vormagnetisierung zu einem positiven oder negativen Pol wird, wohingegen bei den Stator-PM-Topologien jeder Zahn einen positiven Pol und jede Lücke einen negativen Pol (oder umgekehrt) bildet. Dadurch resultieren bei gleicher Rotordrehzahl relativ geringe Frequenzen in der Statordurchflutung, was für hohe Drehzahlen von Vorteil sein könnte.

Kapitel 4

Synthetischer Topologievergleich

In diesem Kapitel werden drei fiktive Topologien mit und ohne PM im Rotor und Stator miteinander verglichen, wobei ein spezieller Fokus auf die Winkelabhängigkeit von Kräften und Momenten gelegt wird. Der Vergleich wird mit einem Luftspaltverhältnis G von 0.1 und einer Nenndurchflutung Θ_N von 2000 bis 3000 Aw durchgeführt, so wie bei den letztlich aufgebauten Prototypen in Kapitel 6.

Mit dem Vergleich soll primär die Interaktion von Statorzähnen und Rotor untersucht werden, insbesondere die maximal erreichbaren Kräfte und Momente bei den sehr grossen Durchflutungen, welche später bei den Systemen in Tempelbauform möglich werden. Deshalb wird der Vergleich mit Flachmotoren und relativ kleinen Spulen durchgeführt, um zu vermeiden, dass übermässige Streufelder oder Sättigung im Stator auftreten, mit Ausnahme der Bereiche in direkter Nähe zum Luftspalt. Der Vergleich ist insofern synthetisch, als dass die dabei auftretenden Stromdichten in der Realität natürlich nur sehr kurzzeitig gefahren werden könnten. Trotzdem ergibt sich daraus ein gutes Bild und eine obere Grenze für die generelle Leistungsfähigkeit der unterschiedlichen Topologien.

4.1 Topologien im Vergleich

Der Vergleich berücksichtigt eine Topologie mit PM im Rotor, eine mit PM im Stator und eine Topologie gänzlich ohne PM. Es sind dies eine PMSM-Topologie mit einem (1) Polpaar, eine FSPM-Topologie mit 4 Pol-

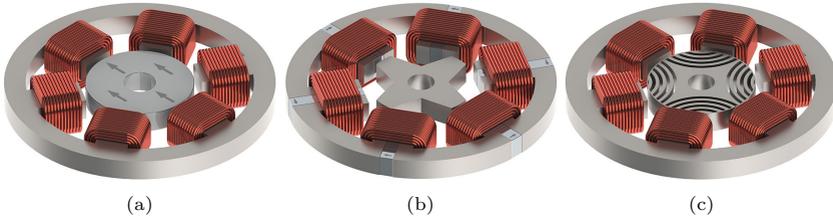


Abbildung 4.1: Topologien im Vergleich: (a) PMSM, 6 Statorzähne, Rotor mit einem (1) Polpaar, (b) FSPM, 6 Statorzähne, Rotor mit 4 Polpaaren, (c) SynRM, 6 Statorzähne, Rotor mit 2 Polpaaren.

paaren, sowie eine SynRM-Topologie mit 2 Polpaaren. Die drei Topologien sind in Abb. 4.1 gezeigt. Für einen fairen Drehmomentvergleich sind Stator- und Rotorhöhe bei allen Topologien gleich gewählt, obschon diese Dimensionen bei realisierten Systemen meist nach dem Optimum der Verkippungssteifigkeit ausgelegt werden, welches für alle drei Topologien unterschiedlich ist. Alle Topologien besitzen 6 Statorzähne mit 6 konzentrierten Wicklungen zur kombinierten Erzeugung von Lagerkräften und Drehmoment.

Der Rotor der PMSM-Topologie besteht aus einem diametrisch magnetisierten PM ohne Rückschluss, wodurch 2 Pole, also ein Polpaar geformt werden. Die FSPM-Topologie mit PM im Stator besitzt einen gezahnten Reluktanzrotor mit 4 Polpaaren und die SynRM-Topologie ist gänzlich ohne PM mit einen Reluktanzrotor mit Flussbarrieren und 2 Polpaaren realisiert. Die doppelte bzw. halbe Polpaarzahl bei offensichtlich gleicher Rotorstruktur ergibt sich dadurch, dass sich die Magnetisierung bei der SynRM-Topologie mit dem Rotor mitdreht, aber bei der FSPM-Topologie statorfest ist. Dies gilt für alle Topologien mit einer permanentmagnetischen Vormagnetisierung im Stator, unabhängig davon ob diese homopolar oder multipolar ausgeführt ist.

4.2 Vergleich von Kräften und Momenten

Die Bestromung der drei Topologien erfolgt nach dem in Abschnitt 5.4 beschriebenen Ablauf, wobei hier für die PMSM- und FSPM-Topologie $p_{\text{bng}} = p_{\text{drv}} + 1$ und bei der SynRM-Topologie $p_{\text{bng}} = p_{\text{drv}} - 1$ gilt.

Für die 3D-FEM-Simulationen werden NdFeB-PM vom Typ N45, sowie Elektroblech vom Typ M330-35A verwendet.

Durch die in dieser Arbeit angestrebte Maximierung von Kräften und Drehmoment bei kleinen Drehzahlen ergibt sich für reale Systeme eine thermische Limitierung, weshalb alle Simulationen bei den gleichen Durchflutungen durchgeführt wurden. Somit ergeben sich bei Nennbelastung hinsichtlich Drehmoment oder Lagerkräften bei allen Topologien dieselben ohmschen Verluste. Es muss aber beachtet werden, dass die passive Stabilisierung der Axialposition z , sowie der beiden Verkippungsfreiheitsgrade α und β bei der PMSM- und FSPM-Topologie verlustfrei durch die Rotor- resp. Stator-PM erfolgt, während dies bei der SynRM-Topologie durch den Magnetisierungsstrom i_{mag} erreicht wird, wodurch ohmsche Verluste in Höhe der Hälfte der Maximalverluste entstehen, alleine um die passive Stabilisierung im Leerlauf zu gewährleisten.

4.2.1 Passive Axial- und Verkippungssteifigkeit

Die axiale Rückstellkraft relativ zur axialen Auslenkung ist in Abb. 4.2 gezeigt. Die Axialsteifigkeit, beschrieben in (4.1), ist für die PMSM-Topologie bis zu etwa 50 % Auslenkung linear, während sie bei den anderen Topologien sofort abnimmt.

$$k_z = \frac{dF_z}{dz} \quad \text{und} \quad z_N : F_z(z_N) = -F_g \quad (4.1)$$

Tab. 4.1 fasst die Axialsteifigkeit $\max(k_z)$, die maximale axiale Zuluadung $\max(F_z)$ und die axiale Gleichgewichtsposition z_N (siehe (4.1)) für alle drei Topologien zusammen. Die axiale Gleichgewichtsposition ergibt sich aus dem Gleichgewicht von Rotorgewichtskraft und axialer Rückstellkraft aus Abb. 4.2. Für die Gewichtskraft wurde die Erdbeschleunigung, welche auf den Rotor des horizontal aufgestellten Motors wirkt ($g = 9.81 \text{ m/s}^2$), das relative Rotolvolumen ($V_{\text{PMSM}} = 91.0\%$, $V_{\text{FSPM}} = 53.6\%$, $V_{\text{SynRM}} = 59.8\%$) und die Materialdichte ($\rho_{\text{NdFeB}} = 7.5 \text{ g/cm}^3$, $\rho_{\text{M330-35A}} = 7.65 \text{ g/cm}^3$) berücksichtigt.

Für die nachfolgenden Simulationen, von welchen die in Abb. 4.3 bis Abb. 4.8 gezeigten Ergebnisse resultieren, wurde die Reduktion von Kräften und Momenten durch die axiale Gleichgewichtsposition nicht berück-

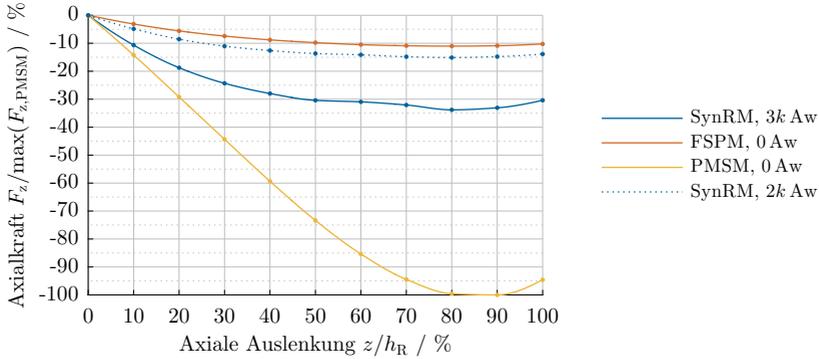


Abbildung 4.2: Passive axiale Rückstellkraft F_z versus axiale Auslenkung z .

	PMSM	FSPM	SynRM 2000 Aw	SynRM 3000 Aw
$\max(k_z)$	100%	20.7%	32.2%	70.8%
$\max(F_z)$	100%	11.0%	15.1%	33.8%
z_N	7.5%	22.0%	15.2%	6.3%
$k_{\alpha,\beta}$	100%	11.5%	18.3%	41.1%

Tabelle 4.1: Axialsteifigkeit, maximale axiale Zuladung, axiale Gleichgewichtsposition und mittlere Verkippungssteifigkeit.

sichtig. Dies, da der Einfluss klein wäre und zudem von der Einbaulage wie auch der Rotorzuladung abhängen würde.

Die passive Verkippungssteifigkeit über dem Rotorwinkel ist in Abb. 4.3 gezeigt und in Tab. 4.1 zusammengefasst. Es ist ersichtlich, dass der Unterschied zwischen schwacher α -Achse und starker β -Achse für kleine Polpaarzahlen sehr ausgeprägt ist (z. B. PMSM), während der Unterschied bei der FSPM-Topologie schon beinahe vernachlässigbar ist.

Ein grosser Unterschied zwischen $k_\alpha = dT_\alpha/d\alpha$ und $k_\beta = dT_\beta/d\beta$ kann bei kleinen Drehzahlen problematisch sein, da die Verkippungseigenfrequenz dann bereits durch eine konstante Verkippung, z. B. durch eine Störkraft angeregt werden kann.

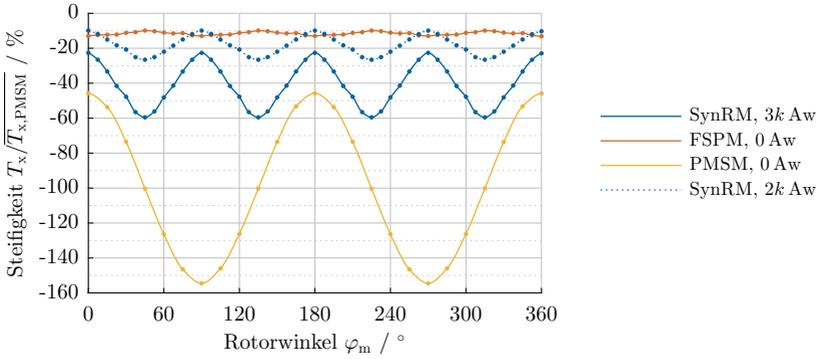


Abbildung 4.3: Passives Verrippungs-Rückstellmoment T_x in x -Richtung versus Rotorwinkel φ_m .

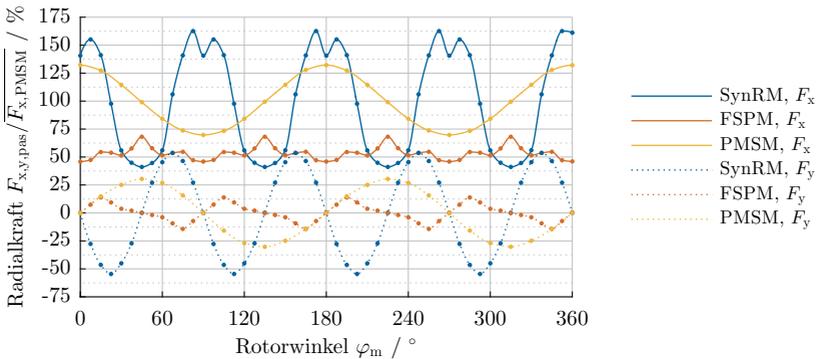


Abbildung 4.4: Passive Radialkräfte F_x und F_y für eine radiale Auslenkung in x -Richtung von 40% des Luftspaltes δ_{mag} . SynRM-Topologie mit $i_{\text{mag}} = 2000$ Aw.

4.2.2 Radialkräfte und Drehmoment

Die destabilisierenden passiven Radialkräfte für einen radial ausgelenkten Rotor sind in Abb. 4.4 gezeigt. Die aktiven Radialkräfte bei Bestromung sind in Abb. 4.5 für einen zentrierten Rotor gezeigt.

Radiales Aufstarten beim Einschalten des Motors ist nur dann in jedem Fall möglich, wenn die aktiven Radialkräfte für jeden Rotorwinkel φ_m grösser als die passiven Radialkräfte sind, wie in (4.2) ersichtlich ist. Diese

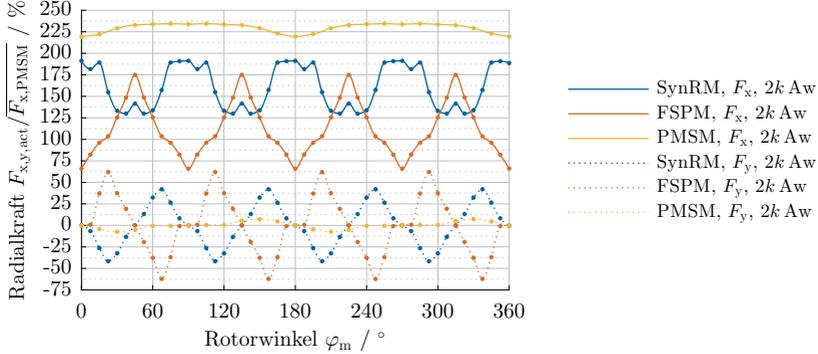


Abbildung 4.5: Aktive Radialkräfte F_x und F_y bei einer Lagerbestromung mit $i_{\text{bng},x}$.

Aufstartbedingung ist bei allen drei Topologien für $x = 0.4\delta_{\text{mag}}$ und $i_{\text{bng}} = 2000 \text{ Aw}$ erfüllt, allerdings mit unterschiedlicher Reserve.

$$k_x(\varphi_m) \cdot x < k_i(\varphi_m) \cdot i_{\text{bng},x} \quad \forall \varphi_m \quad (4.2)$$

Die Winkelabweichung der aktiven Radialkraft ist in Abb. 4.6 gezeigt. Die Abweichung ist beinahe Null für die PMSM-Topologie, aber für die FSPM-Topologie mit $\pm 30^\circ$ wie erwartet sehr gross. Bei der SynRM-Topologie ist die Abweichung mit $\pm 15^\circ$ deutlich grösser als erwartet. In [98] wird ein Stabilitätsbereich von $\pm 5^\circ$ für die Lagerregelung erwähnt, was zwar ziemlich konservativ ist, jedoch wird bei $\pm 15^\circ$ ziemlich sicher eine zusätzliche Entkopplung in der Regelung benötigt.

Zusätzliche Untersuchungen haben gezeigt, dass bei der SynRM-Topologie die Winkelabweichung der Radialkraft aus der Kombination von 6 Statorzähnen mit 2 Rotorpolpaaren folgt. Für einen Stator mit 12 Zähnen (oder 24 wie in [98]) wäre die Winkelabweichung und die Kraftfluktuation über den Rotorwinkel φ_m beim gleichen Rotor mit 2 Polpaaren praktisch eliminiert. Alternativ dazu wäre die Winkelabweichung und Kraftfluktuation auch beim Stator mit 6 Zähnen, aber einem Rotor mit nur einem (1) Polpaar praktisch eliminiert, analog zu der PMSM-Topologie.

Drehmomentgenerierung und Nutrasten sind in Abb. 4.7 gezeigt. Zusätzlich ist in Abb. 4.8 auch noch gezeigt, wie das Drehmoment bei ei-

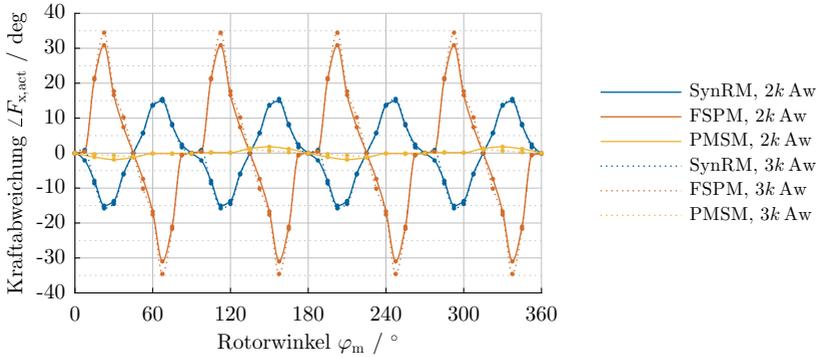


Abbildung 4.6: Winkelabweichung der aktiven Radialkraft von x für einen Lagerstrom in x -Richtung ($i_{bng,x}$).

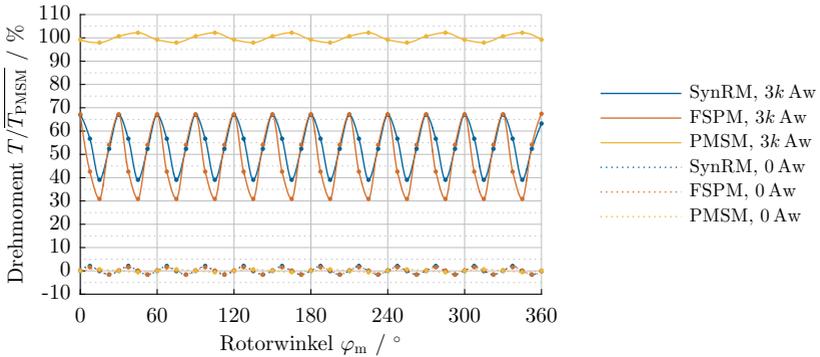
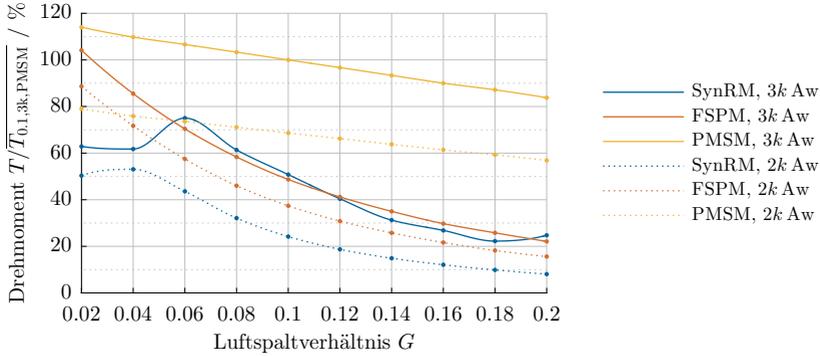


Abbildung 4.7: Drehmomentgenerierung und Nutrauten versus Rotorwinkel.

ner Veränderung des Luftspaltverhältnisses G skalieren würde, wobei die PMSM-Topologie hier klare Vorteile bei grossen Luftspaltverhältnissen zeigt.

Tab. 4.2 zeigt die Mittelwerte der Drehmomente und der Radialkräfte für alle drei Topologien. Aus der Steigerung zwischen einer Durchflutung von 2000 bis 3000 Aw lässt sich auf den Sättigungslevel schliessen.

Ohne Sättigung würde eine Steigerung um den Faktor 1.5 respektive 1.5^2 erwartet, was beim Drehmoment der SynRM- und PMSM-Topologie


Abbildung 4.8: Drehmomentgenerierung versus Luftspaltverhältnis G .

	PMSM	FSPM	SynRM
F_x 2000 Aw	0.720	0.353	0.502
F_x 3000 Aw	1.000	0.397	0.845
F_x Steigerung	1.39	1.12	1.30^2
T 2000 Aw	0.686	0.374	0.242
T 3000 Aw	1.000	0.487	0.538
T Steigerung	1.46	1.30	1.49^2

Tabelle 4.2: Relative Werte für Radialkraft und Drehmoment bei 2000 und 3000 Aw.

etwa zutrifft, aber nicht bei der FSPM-Topologie, welche offenbar schon stark in Sättigung gerät. Das maximale Kraft- und Drehmomentpotential einer Topologie kann somit offenbar nicht aus Drehmoment- und Kraftkonstanten abgeleitet werden, welche bei kleinen Durchflutungen ermittelt werden.

Das Sättigungslevel bei Radialkraftgenerierung ist generell höher, da die Lagerströme $i_{\text{bng},x}$, $i_{\text{bng},y}$ und der Magnetisierungsstrom i_{mag} (respektive der PM-Fluss) bei bestimmten Rotorwinkeln φ_m aufeinander fallen, wodurch dann eine um $\sqrt{2}$ höhere Gesamtdurchflutung resultiert.

	SynRM	FSPM	PMSM
Rotordrehmomentdichte	-	+	++
Axial- und Verkippungssteifigkeit	-	--	+
Linearität Kraft und Drehmoment	-	--	++
Elektrische Motoreffizienz	--	-	+
Eignung für grossen Luftspalt	-	-	++
Herstellkosten Rotor	++	++	--
Herstellkosten Stator	+	--	++
Unabhängigkeit von Seltenen Erden Rotor	++	++	--
Unabhängigkeit von Seltenen Erden Stator	++	--	++

Tabelle 4.3: Gegenüberstellung von Vor- und Nachteilen der drei Topologien für unterschiedliche Kriterien.

4.3 Vergleich Eignung nach Applikation

Aus dem getroffenen Vergleich in diesem Kapitel und zusätzlichen Kenntnissen zu den drei Topologien kann die Eignung für verschiedene Applikationen abgeleitet werden. In Tab. 4.3 sind Vor- und Nachteile zu verschiedenen Kriterien aufgeführt und in Tab. 4.4 ist angegeben, welche Topologie bei welcher Applikation vorteilhaft verwendet wird.

Es ist klar, dass die neuartigen Reluktanzkonzepte die bisher verwendeten Rotor-PM-Topologien bei lagerlosen Scheibenläufermotoren nicht generell ablösen werden. Die Vorteile von Permanentmagneten im Rotor überwiegen insbesondere wegen der üblichen grossen Luftspaltverhältnisse für die hermetische Kapselung des Rotors und wegen der nötigen passiven Stabilisierung des Rotors. Allerdings gibt es einige Nischenapplikationen, bei welchen die Reluktanzkonzepte ohne PM oder mit PM im Stator attraktive Vorteile bieten.

	SynRM	FSPM	PMSM
Generell, Allround	- -	- -	+ +
Hohe Drehzahlen	+	-	+ +
Hohe Prozesstemperaturen	+ +	+	-
Hohe Umgebungstemperaturen	+ +	-	-
Einmalanwendung langer Gebrauch	-	+	+
Einmalanwendung kurzer Gebrauch	+ +	+	- -

Tabelle 4.4: Eignung der Topologien mit PM im Rotor, mit PM im Stator und gänzlich ohne PM, für unterschiedliche Anwendungen.

Kapitel 5

Optimierung und Ansteuerung

Dieses Kapitel beschreibt die Auslegung und Ansteuerung der entwickelten Prototypen, welche zur Bestätigung der praktischen Realisierbarkeit, der in Kapitel 2 bis Kapitel 4 gemachten Überlegungen, entwickelt wurden.

5.1 Magnetostatische Optimierungen

Sämtliche Dimensionen wurden über magnetostatische FEM-Simulationen optimiert, wobei bei einer solchen Optimierung primär folgende Ziele verfolgt werden:

- Maximierung des Drehmomentes bei Nenndurchflutung
- Maximierung der passiven Verkipps- und Axialsteifigkeiten
- Maximierung der radialen Aufstartdistanz, also dem Verhältnis von aktiven zu passiven Radialkräften.

Selbstverständlich können diese drei Ziele nicht unabhängig voneinander erreicht werden, da die jeweiligen Optima bei unterschiedlichen Geometrien liegen. Die dabei entstehenden Zielkonflikte, wie diese gelöst wurden und weitere zu berücksichtigende Parameter sowie künstliche Randbedingungen sind nachfolgend beschrieben.

Die ohmschen Verluste bei Nenndurchflutung wurden auf 200 W fixiert, wodurch sich die Nenndurchflutung aus der jeweiligen Spulengeometrie ergibt. Dadurch ist sichergestellt, dass unter Verwendung eines gerippten Aluminiumgehäuses mit forcierter Luftkühlung durch einen angebauten Lüfter, bei allen Prototypen eine vergleichbare Kühlung realisiert werden kann.

5.1.1 Parameter für Optimierung

In Abb. 5.1 sind die Parameter beispielhaft für den FSPM-PP6-Prototyp eingezeichnet. Zur besseren Vergleichbarkeit zwischen den unterschiedlichen Prototypen wurden folgende Dimensionen fixiert:

- d_{Ro} : Rotoraussendurchmesser: 100 mm
- δ_{mag} : Luftspalt: 5 mm.

Alle zu optimierenden Parameter sind nachfolgend aufgelistet. Hinsichtlich des Rotors sind dies vier Parameter für die PMSM-Prototypen, fünf für die FSPM-Prototypen und drei für den SynRM-Prototyp:

- h_R : Rotorhöhe
- d_{Ri} , d_{Rm} : Rotorinnen- und -mitteldurchmesser (PMSM, FSPM)
- $w_{R,PM}$: Rotorpermanentmagnetbreite (PMSM)
- $w_{R,tooth}$, $\alpha_{R,tooth}$: Rotorzahnbreite und -zahnwinkel (FSPM)
- $n_{R,barr}$, $c_{R,barr}$: Flussbarrierenzahl und Eisenverhältnis (SynRM).

Beim Stator verbleiben acht zu optimierende Parameter für die PMSM- und SynRM-Prototypen, sowie neun für die FSPM-Prototypen:

- $w_{S,tooth}$, $h_{S,tooth}$, $\delta_{S,tooth}$: Statorzahnbreite, -höhe und -tiefe
- $w_{S,L}$, $\delta_{S,L}$: Statorsäulenbreite und -tiefe
- h_{coil} : Statorspulenhöhe
- $h_{S,back}$, $d_{Si,back}$: Höhe und Innendurchmesser des Rückschlusses
- $w_{S,PM}$: Statorpermanentmagnetbreite (nur FSPM).

Beim FSPM-Prototyp mit getrennten Wicklungen wurde der Spulenraum zu $2/3$ und $1/3$ auf Antriebs- und Lagerspule aufgeteilt, was einer üblichen Aufteilung entspricht. Bisher wurden lediglich die zu optimierenden Parameter aufgelistet. Daraus können dann unter anderem folgende Geometrieparameter abgeleitet werden:

- $\delta_{R,PM} = (d_{Ro} - d_{Rm})/2$: Rotorpermanentmagnetdicke (PMSM)
- $w_{R,barr} = c_{R,barr} \cdot d_{Ro}/n_{R,barr}$: Rotorflussstegbreite (SynRM)
- $d_{Si} = d_{Ro} + 2\delta_{mag}$, $d_{Sm} = d_{Si} + 2\delta_{S,tooth}$, $d_{So} = d_{Sm} + 2\delta_{S,L}$: Innen-, Mittel- und Aussendurchmesser Stator
- h_S : Statorhöhe
- $d_{So,back}$: Aussendurchmesser des Statorrückschlusses.

tet. Durch geschickte Wahl der Startgeometrie konnte das Problem in weitere voneinander unabhängige Schritte unterteilt werden:

1. Flachmotor-Modell: Optimierung von Rotor- und Statorzahnflanken-geometrie ohne Berücksichtigung ohmscher Verluste. Startpunkt bei minimalem Rotorinnendurchmesser und kleinem Rotormitteldurchmesser. Reihenfolge der Optimierungsschritte:
 - a) PMSM: Statorzahnbreite, Rotor-PM-Breite und -Dicke, FSPM: Stator- und Rotorzahnbreite, Rotorzahnwinkel, SynRM: Statorzahnbreite, Flussbarrieren und Eisenverhältnis.
 - b) Rotor- und Statorzahnhöhe.
 - c) PMSM und FSPM: Vergrößerung von Rotorinnen- und Rotormitteldurchmesser solange kein Performanceverlust auftritt.
2. Tempelmotor-Modell: Optimierung von Statorsäulen- und Spulengeometrie unter Berücksichtigung der maximalen ohmschen Verluste von 200 W. Startpunkt mit sehr hohem Rückschluss mit kleinem Innendurchmesser. Reihenfolge der Optimierungsschritte:
 - a) Statorzahntiefe, Statorsäulenbreite und -tiefe, Spulenhöhe.
 - b) Verkleinerung von Rückschlusshöhe, Vergrößerung von Rückschlussinnendurchmesser, solange Performance nicht abfällt.

Ziel der Optimierung 2a) im Tempelmotor-Modell ist, einen möglichst geringen Performanceverlust gegenüber dem Flachmotor zu erreichen. Dabei soll eine Nenndurchflutung erreicht werden, mit welcher der lineare Bereich des Flachmotor-Modells voll ausgenutzt wird, ohne dabei neue Bereiche mit Sättigung einzuführen. Bei der Optimierung 1a) wurde zusätzlich auf geringes Nutrauten und geringe Drehmoment- und Lagerkraftschwankungen geachtet. Bei den Optimierungsschritten mit vier Parametern wurden meist nur zwei bis drei Parameter gleichzeitig verändert und dann mehrere Iterationsschritte durchgeführt.

Die Motorgröße konvergiert nicht und musste daher künstlich auf ein sinnvolles Mass begrenzt werden. Dies wurde beim FSPM-Motor durch die Limitierung der PM-Masse auf 5 kg erreicht. Beim PMSM-Motor wurde wegen der Vergleichbarkeit zu einem anderen bestehenden PM-Motor die Einbauvorschrift in ein bestehendes Gehäuse definiert und zusätzlich die Rotorhöhe auf 26 mm begrenzt. Als weitere künstlich gesetzte Randbedingung wurde eine Freihaltung zwischen den Statorzähnen für mögliche Sensoren vorgeschrieben.

5.1.3 Zielkonflikte

Für die Optimierung liegt folgende Situation vor: Nicht nur die Anzahl der zu optimierenden Parameter ist hoch, sondern auch die Anzahl der zu erfüllenden Kriterien. Drehmoment, aktive Radialkraft, sowie passive Axial- und Verkippungssteifigkeit sollen gleichzeitig maximiert werden und gleichzeitig soll die passive Radialsteifigkeit moderat bleiben. Daraus entstehen diverse Zielkonflikte, welche mit Pareto-Optimierung gelöst werden können. Drei davon sind hier aufgelistet:

- Rotor- und Statorzahnhöhe:
 - Drehmoment: Je höher desto besser, proportional zur Höhe
 - Axialsteifigkeit: Ideales Verhältnis der beiden Parameter, immer geringer werdende Zunahme mit der Höhe
 - Verkippungssteifigkeit: Ideale Höhe und Verhältnis, jedoch bei grösserem Unterschied der Parameter als für die Axialsteifigkeit.
- Statorzahn- und Rotor-PM-Breite bzw. Eisenverhältnis:
 - Axial- und Verkippungssteifigkeit: Je mehr Eisen bzw. Permanentmagnet desto besser
 - Drehmoment: Maximal falls Statorzahnflanke 360° / Polzahl abdeckt (PMSM), bzw. bei 50 % Eisenverhältnis (SynRM)
 - Radialkraftgenerierung: Ab Statorzahnflanke 180° / Polzahl grössere Zunahme der passiven relativ zur aktiven Radialkraft (PMSM), bzw. ideal bei 100 % Eisenverhältnis (SynRM).
- Verhältnis von Rotor- und Statorzahngeometrie (FSPM):
 - Nutrasten: Bereits bei geringer Abweichung von idealem Verhältnis gross, bis zu Werten grösser als das Nenndrehmoment
 - Radialkräfte in Statormitte (PP9): Klein bei idealem Verhältnis, bereits bei geringen Abweichungen sehr gross
 - Drehmoment und aktive Radialkraft: Abweichendes ideales Verhältnis.

Aus den resultierenden Pareto-Mengen wurden die finalen Dimensionen für jede Topologie und jeden Zielkonflikt einzeln und unter Berücksichtigung mehrerer weiterer Aspekte ausgewählt. Zum Beispiel sind beim dritten aufgeführten Zielkonflikt die Optima sehr steil, deshalb wurden

diese Dimensionen direkt auf minimale Nutraften und minimale Radialkräfte gesetzt.

Für die anderen beiden Beispiele sind die Optima relativ flach und die Dimensionen können aus einem weiten Bereich gewählt werden, wobei Entscheidungen wie z. B. 20 % mehr Drehmoment für 10 % weniger Verkippungssteifigkeit oder 5 % mehr Drehmoment für 20 % geringere radiale Aufstartdistanz gefällt werden können. Für jeden einzelnen Fall muss dabei die Gewichtung der einzelnen veränderbaren Performancekriterien neu gewählt werden. Sämtliche gewählten Dimensionen und die daraus resultierenden Kräfte und Drehmomente sind in Abschnitt 6.5 aufgelistet.

5.2 Auslegung der Windungszahl

Die magnetostatischen FEM-Simulationen wurden mit Windungszahl Eins durchgeführt. Mit den Simulationsresultaten und den Daten des zu verwendenden Umrichters konnten die Windungszahlen N_{drv} und N_{bng} für die Antriebs- und Lagerspulen der Prototypen ausgelegt werden. Dabei mussten folgende Kriterien berücksichtigt werden:

- Der Umrichterstrom muss für die maximal benötigte Durchflutung ausreichen. Daraus folgt ein unteres Limit für die Windungszahl.
- Die Umrichterspannung muss für die maximale benötigte Spannung ausreichen, welche sich aus der induzierten Spannung bei maximaler Drehzahl, der Spuleninduktivität, sowie der benötigten Durchflutung und Lagerdynamik ergibt. Daraus folgt ein oberes Limit für die Windungszahl.

Falls sich dabei keine Schnittmenge ergibt, wird ein Umrichter größerer Leistung benötigt, welcher einen höheren Strom, eine höhere Spannung oder beides zur Verfügung stellt. Obwohl durch die quadratisch mit der Windungszahl steigende Induktivität bei tiefen Windungszahlen eine höhere Dynamik erreicht wird, gibt es mehrere Gründe eine innerhalb der Limits möglichst hohe Windungszahl zu wählen:

- Der Umrichterwirkungsgrad steigt bei gleicher Ausgangsleistung, wenn diese mit tieferen Strömen und dementsprechend höherem Modulationsindex bereitgestellt wird.

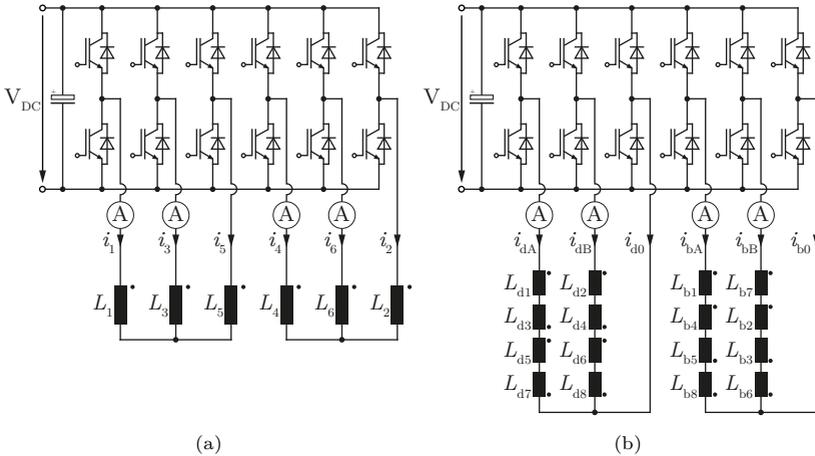


Abbildung 5.2: Verbindungsschema der Motorspulen mit der Leistungselektronik: (a) PMSM- und SynRM-Prototypen mit sechs Phasen und kombinierten Wicklungen. (b) FSPM-PP6-Prototyp mit 2-phasigen separierten Antriebs- und Lagerwicklungen. Für den FSPM-PP9-Prototyp ist die Verdrahtungslogik der Antriebs- und Lagerwicklungen exakt vertauscht.

- Die Stromglättung durch die höhere Induktivität führt zu geringeren Hochfrequenzverlusten im Motor.
- Die höhere Induktivität ermöglicht tiefere Schaltfrequenz mit tieferen Schaltverlusten.

5.3 Leistungselektronik

Alle Prototypen wurden mit einer bestehenden Leistungselektronik für lagerlose Scheibenläufermotoren betrieben. Diese besitzt sechs Halbbrücken, wovon vier Phasenausgänge mit Stromsensoren ausgerüstet sind. Der Zwischenkreis wird über einen Diodengleichrichter aus dem Einphasennetz gespeist, wodurch sich etwa 320 Volt Zwischenkreisspannung ergeben. Zwei verschiedene Leistungselektroniken mit 11 und 22 Ampere Ausgangsstrom pro Phase standen zur Verfügung.

In Abb. 5.2 ist gezeigt, wie die Prototypen mit der Leistungselektronik verschaltet werden. Die gezeigte Nummerierung der Induktivitäten

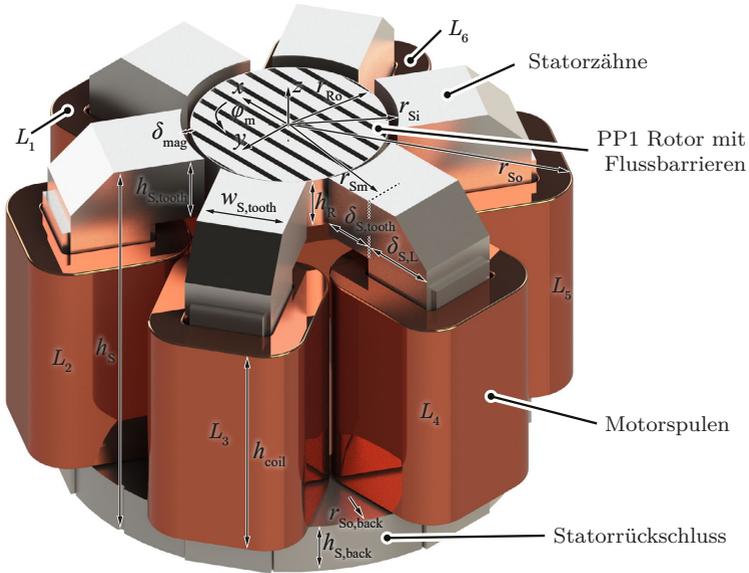


Abbildung 5.3: Bei den Prototypen verwendetes Koordinatensystem und Nummerierung der Motorspulen, gezeigt an einer Beispieltopologie.

entspricht jener der Motorspulen, welche wie im Beispiel von Abb. 5.3 gezeigt, der Reihe nach im Gegenuhrzeigersinn durchnummeriert sind.

Bei den Prototypen mit kombinierten Wicklungen ist an jede Halbbrücke eine der sechs Motorwicklungen angeschlossen, welche wiederum zu je zwei Dreiphasen-Systemen mit Sternpunkt zusammengeschlossen sind. Dadurch addieren sich die Ströme jeweils zu Null, also $i_1 + i_3 + i_5 = 0$ und $i_4 + i_6 + i_2 = 0$, wodurch vier zu regelnde Freiheitsgrade verbleiben. Die Verdrahtung ist für den PMSM- und den SynRM-Prototyp gleich, da die Polpaarzahl für Lager- und Antriebsbestromung lediglich in der virtuellen Verrechnung geändert werden muss.

Zur Verwendung des bestehenden Umrichters wurden beim FSPM-Prototyp getrennte Antriebs- und Lagerwicklungen mit je zwei Phasen mit vier Motorspulen realisiert. Die Phasen sind jeweils auf eine Halbbrücke mit Stromsensor verbunden und zusammen über die dritte normalerweise mit 50 % Tastverhältnis arbeitende Halbbrücke, den Mittelzweig, zurückgeführt. Etwas nachteilig an dieser Lösung ist die um $\sqrt{2}$ grössere

Strombelastung im Mittelzweig und die je nach Winkel reduzierte maximale Spannungsaussteuerung gegenüber einem Dreiphasensystem.

Auch hier verbleiben vier zu regelnde Freiheitsgrade. Bei dieser Anordnung ist die Polpaarzahl der Bestromung aber durch die Verdrahtung der Spulen vorgegeben. Diese ist in Abb. 5.2 für den FSPM-PP6-Prototyp gezeigt und muss für den PP9-Rotor geändert werden, was am Prototyp mit umsteckbaren Verbindungen realisiert ist. Um bei diesem Prototyp kombinierte Wicklungen anwenden zu können, wäre ein Umrichter mit acht Halbbrücken und mehr Stromsensoren nötig.

5.4 Ansteuerung

Die vier verbleibenden Freiheitsgrade aus der Verschaltung der Spulen mit der Leistungselektronik werden verwendet, um die Radialposition in x - und y -Richtung, die Drehzahl ω_m und beim SynRM-Motor den Magnetisierungsstrom i_{mag} einzustellen. Übergeordnete Regelschleifen generieren Sollwerte für die virtuellen Lager- und Antriebsströme $i_{\text{bng},x}$, $i_{\text{bng},y}$ und $i_{\text{drv},q}$, welche bei konstantem Magnetisierungsstrom $i_{\text{mag}} = i_{\text{drv},d}$ (gleich Null bei PM-Topologien) direkt proportional zu den Lagerkräften F_x , F_y und dem Drehmoment T sind.

Gleichungen (5.1) und (5.2) zeigen, wie für die PMSM- und SynRM-Prototypen die virtuellen Lager- und Antriebsströme transformiert und addiert werden, um die sechs kombinierten Spulenströme i_1 bis i_6 zu erhalten. Dazu wird der Rotorwinkel φ_m , die Antriebspolpaarzahl p_{drv} und die Lagerpolpaarzahl p_{bng} benötigt. Abb. 5.3 zeigt das dazugehörige Koordinatensystem anhand einer Beispieltopologie.

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} = K(p_{\text{drv}}) \cdot \begin{bmatrix} i_{\text{drv},d} \\ i_{\text{drv},q} \end{bmatrix} + K(p_{\text{bng}}) \cdot \begin{bmatrix} i_{\text{bng},x} \\ i_{\text{bng},y} \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

wobei

$$K(p) = \begin{bmatrix} \cos(p_{\text{drv}}\varphi) & \cos(p_{\text{drv}}\varphi + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{\pi}{3}) & \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{2\pi}{3}) & \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{3\pi}{3}) & \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{3\pi}{3} + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{4\pi}{3}) & \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{5\pi}{3}) & \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{5\pi}{3} + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix}. \quad (5.2)$$

Die Formeln (5.1) und (5.2) gelten für sämtliche PMSM- und SynRM-Topologien mit sechs Statorspulen, kombinierten Wicklungen und beliebiger Polpaarzahl. Lediglich für FSPM-Motoren mit sechs Statorzähnen und kombinierten Wicklungen müsste die Matrix $K(p)$ leicht modifiziert werden, um die alternierende Vormagnetisierungsrichtung zu berücksichtigen. Daraus resultiert $K_{\text{fspm}}(p)$ wie in (5.3) gezeigt:

$$K_{\text{FSPM}}(p) = \begin{bmatrix} \cos(p_{\text{drv}}\varphi + \frac{\pi}{2}) & \cos(p_{\text{drv}}\varphi + \pi) \\ \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{2}) & \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{\pi}{3}) \\ \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}) & \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{2\pi}{3} + \pi) \\ \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{3\pi}{3} - \frac{\pi}{2}) & \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{3\pi}{3}) \\ \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{2}) & \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{4\pi}{3} + \pi) \\ \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{5\pi}{3} - \frac{\pi}{2}) & \cos(p_{\text{drv}}\varphi - p\frac{5\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

Um für den FSPM-Prototyp mit acht Statorzähnen und separierten Wicklungen die Phasenströme zu berechnen, müssen die Lager- und Antriebsströme $i_{\text{bng},x}$, $i_{\text{bng},y}$ und $i_{\text{drv},d}$, $i_{\text{drv},q}$ lediglich mit dem Rotorwinkel gedreht werden. Hier wird die Transformation und Addition bereits mit dem Verdrahten der Spulen implementiert.

Kapitel 6

Aufgebaute Prototypen

Für diese Arbeit wurden insgesamt fünf Motorvarianten erfolgreich ausgelegt, konstruiert, aufgebaut, in Betrieb genommen und ausgemessen. Jeweils zwei Varianten werden mit demselben Stator betrieben, wobei die Spulenverdrahtung über Adapterstecker und die Sensorverschaltung sowie Regelparameter über die Firmware umgeschaltet werden müssen.

Sämtliche Prototypen entstanden mit dem Ziel unterschiedliche Möglichkeiten für die Reduktion bzw. Elimination permanentmagnetischen Materials im Rotor eines lagerlosen Scheibenläufermotors mit grossem Luftspalt aufzuzeigen und in der Realität zu vergleichen. Folgende Konzepte wurden aufgebaut:

- **PM im Rotor:** Rotor PM-Synchronmotor in Tempelbauform mit sechs Statorzähnen und kombinierten Antriebs- und Lagerwicklungen. Als „Referenzmotor“ aufgebaute Topologie mit vier Polpaaren und zwei Rotorvarianten mit unterschiedlicher PM-Masse (abgekürzt: PMSM PP4 Normal und Low-Cost).
- **PM im Stator:** Flux-Switching PM-Motor in Tempelbauform mit acht Statorzähnen, abwechslungsweise tangential magnetisierten Statormagneten und separierten Antriebs- und Lagerwicklungen. Zwei Rotorvarianten als gezahnte Reluktanzrotoren mit sechs und neun Polpaaren (abgekürzt: FSPM PP6 und PP9).
- **Ohne PM:** Synchron-Reluktanzmotor in Tempelbauform mit sechs Statorzähnen und kombinierten Antriebs- und Lagerwicklungen, gänzlich ohne Permanentmagnete. Der Reluktanzrotor ist mit neun Flussbarrieren ausgeführt (abgekürzt: SynRM PP1).

6.1 Prototyp PMSM PP4 Normal und Low-Cost

Für die aufgebaute Permanentmagnet-Synchronmaschine mit vier Polpaaren wurden zwei verschiedene Rotoren mit unterschiedlicher PM-Masse ausgelegt. Es sind dies die Variante Low-Cost mit wenig PM-Material und die Variante Normal mit mehr PM-Material (PMSM PP4 Low-Cost und Normal).

Die Rotormagnete wurden mit Klebstoff auf dem ferromagnetischen Rückschluss fixiert, welcher den magnetischen Widerstand auf der Rotorinnenseite minimiert. Um die Montage von Adapterteilen zu vereinfachen, wurde sowohl bei der Rotorvariante Normal als auch Low-Cost derselbe Innenradius gewählt. Dieser ist relativ konservativ gesetzt, wodurch er bei beiden Rotoren und insbesondere dem Low-Cost-Rotor ohne Verlust von Kräften oder Drehmoment noch deutlich vergrößert werden könnte.

Die Wicklungen sind als kombinierte Lager- und Antriebsspulen ausgeführt, was aus thermischer Sicht ideal ist und wegen dem kleineren Platzbedarf auch zu kleineren Streufeldern als bei getrennten Wicklungen führt. Die sechs Spulen sind in Dreieck zu zwei Dreiphasensystemen verdrahtet, wodurch vier zu regelnde Freiheitsgrade verbleiben. Die Antriebs- und Lagerströme werden in der Firmware berechnet und auf die einzelnen Phasen überlagert. Der gesamte Eisenkreis ist aus Elektroblech gefertigt.

Dieser Prototyp wurde als Referenzmotor gebaut, um einen Vergleich zu den Prototypen ohne PM im Rotor herstellen zu können, da bisher kein Scheibenläufer-Motor ähnlich konsequent auf maximale Rotordrehmomentdichte bei kleiner Nenndrehzahl optimiert wurde. Damit soll gezeigt werden, welche Momente und Kräfte unter gleichen Voraussetzungen erreicht werden können und wie sich diese Größen bei einer Reduktion der PM-Masse im Rotor verhalten.

Als zusätzliche Randbedingung zur Aufgabenstellung von Abschnitt 1.3 sollte dieser Motor in ein bestehendes Gehäuse eines kürzlich von der Firma Levitronix entwickelten High-Torque Motors passen und die Rotorhöhe sollte sich in einem ähnlichen Rahmen bewegen, um die beiden Motoren auch vergleichen zu können. Der daraus resultierende Vergleich und die genauen Details des Referenzmotors sind aus Vertraulichkeits-

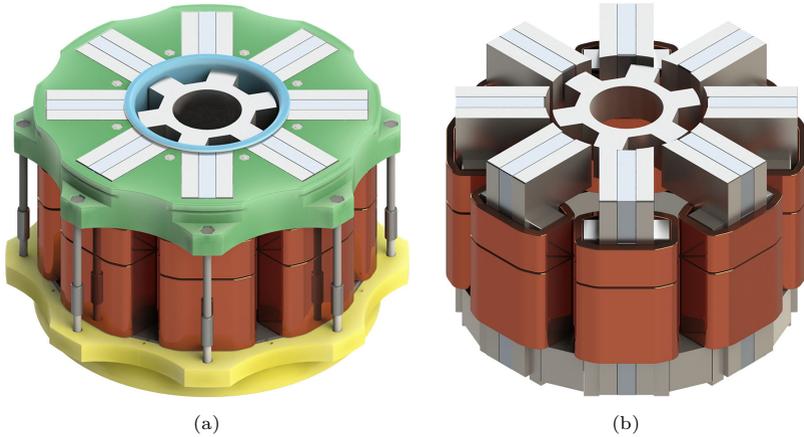


Abbildung 6.1: Rendering des FSPM-Prototyps, gezeigt mit PP6 Rotor: (a) Motor inkl. Prozesskammerwand, Statorhalteteile, fixiert auf Bodenplatte, (b) Eisen- und Magnetkreis mit Lager- und Antriebswicklungen.

gründen hier nicht aufgeführt. Es kann jedoch gesagt werden, dass die hier aufgebaute Rotor-PM-Topologie ohne die durchgeführte Limitierung von Aussendurchmesser und Rotorhöhe im folgenden Vergleich mit den Reluktanz-Prototypen sogar noch besser abschneiden würde.

6.2 Prototyp FSPM PP6 und PP9

Abb. 6.1 zeigt ein Rendering des aufgebauten Flux-Switching PM-Prototyps mit Permanentmagneten im Stator. Dieser ist mit dem gezahnten Reluktanzrotor mit sechs Polpaaren abgebildet, wobei auch ein Rotor mit neun Polpaaren ausgelegt wurde (FSPM PP6 und PP9). Gezeigt ist zum einen der auf die Bodenplatte montierte Motor mit Halteteilen aus Kunststoff und zum anderen der Eisen- und Magnetkreis mit den Lager- und Antriebswicklungen.

Sämtliche Kunststoffteile, welche in der Realität weiss sind, wurden zur besseren Erkennbarkeit eingefärbt, so zum Beispiel in türkis die Versuchs-Prozesskammerwand, welche den Luftspalt soweit einengt, dass radiales Aufstarten aus jeder Position ermöglicht wird.

Flux-Switching-Motoren sind als die Stator-PM-Topologie mit der höchsten Drehmomentdichte bekannt. Steht ein Rotorzahn gerade vor einem Statorzahn, so schliesst sich der Fluss der tangential magnetisierten Statorpole über das Statoreisen und durch die Zahnflanken des Rotorzahns. Durch Bestromung der Motorwicklung wird der PM-Fluss auf der einen Seite verstärkt und auf der anderen geschwächt, wodurch eine starke Tangentialkraft entsteht, was für die Drehmomentgenerierung vorteilhaft ist.

Für den Winkel, für den sich Rotor- und Statorzahn gegenüberstehen, schliesst sich der Permanentmagnetfluss am stärksten über den Rotorzahn, was zu einer hohen passiven radialen Steifigkeit führt. Genau für diesen Winkel können aber gegeben durch die Konfiguration von Wicklung sowie PM und Eisen keine Radialkräfte generiert werden, da der PM-Fluss nicht gleichzeitig auf beiden Seiten verstärkt oder geschwächt werden kann. Die hohe passive Radialsteifigkeit kann nur mit benachbarten Zähnen aktiv aufgenommen werden.

Aus diesem Grund ergibt sich für die radiale Lagerung eines Flux-Switching-Motors ein generell ungünstiges Verhältnis zwischen aktiver und passiver radialer Steifigkeit, weiter treten starke winkelabhängige Krafteinbrüche auf. Die Krafteinbrüche nehmen zudem mit sinkender Pol- und Zahnzahl zu. Ursprünglich war das Ziel der Aufbau eines Prototyps mit sechs Stator- und vier Rotorzähnen. Allerdings weist diese Topologie winkelabhängige Krafteinbrüche auf weniger als ein Drittel der Maximalkraft auf und es war unklar ob dies überhaupt regelungstechnisch zufriedenstellend zu kompensieren wäre. Aus diesem Grund wurde eine Topologie mit mehr Zähnen, also acht Stator- und sechs Rotorzähnen aufgebaut, wobei auch hier die Krafteinbrüche immer noch sehr hoch sind.

Alternativ können die Krafteinbrüche durch eine ungerade Anzahl Rotorpolpaare deutlich reduziert werden. Dies wäre zum Beispiel mit sechs Stator- und sieben Rotorpolpaaren realisierbar gewesen. Dadurch hätten sich allerdings zusätzliche Nachteile ergeben, insbesondere starke Radialkräfte bei Drehmomentbestromung. Ebenso wäre eine exakte Abstimmung der Zahngeometrien von Rotor und Stator erforderlich gewesen, da ansonsten bereits bei kleinsten geometrischen Abweichungen starke Radialkräfte beim unbestromten Drehen des Rotors in Statormitte auftreten würden. Da auch hier unklar war, ob eine solche Topologie mit ungerader Rotorpolpaarzahl überhaupt regelbar wäre, wurde zur Verifizierung der

Machbarkeit ein auf den Stator mit acht Zähnen abgestimmter Rotor mit neun Polpaaren aufgebaut.

Um dieselbe Leistungselektronik mit sechs Halbbrücken verwenden zu können, welche auch bei den anderen Prototypen eingesetzt wurde, wurde ein separiertes Wicklungskonzept gewählt. Auf jedem Statorzahn befindet sich im oberen Drittel eine Lagerspule und darunter eine Antriebsspule. Diese können dann je nach eingesetztem Rotor über unterschiedliche Adapterstecker so verdrahtet werden, dass ein Statorfeld mit sieben oder zehn Polpaaren für das Lager, sowie sechs oder neun Polpaaren für den Antrieb generiert wird.

Sowohl der Reluktanzrotor als auch die Statoreisenteile sind aus axial, respektive tangential geblechtem und verbackenem Elektroblech hergestellt. Die Statorzähne, welche aus je zwei Permanentmagneten und zwei Eisenhälften bestehen, wurden mit Klebstoff verbunden. Durch die extrem starken und grossen Permanentmagnete ist dieser Zusammenbau nur mit Hilfsmitteln möglich. Die Auslegung der Statorzähne ist anspruchsvoll, da immer auch die Grösse der Permanentmagnete mitgeändert wird. In den Eisenteilen ergeben sich bereits ohne Bestromung hohe Flussdichten nahe der Sättigung. Um den Eisenquerschnitt zu vergrössern, ohne auch die PM vergrössern zu müssen, wurde der axiale Teil der Statorzähne verbreitert. Infolgedessen und wegen der durch das separierte Wicklungskonzept reduzierten Höhe der Antriebswicklung ist der Wickelraum relativ klein und es ergibt sich für diesen Prototypen eine deutlich kleinere Nenndurchflutung als für die anderen Prototyp-Statoren.

6.3 Prototyp SynRM PP1

Abb. 6.2 zeigt ein Rendering des aufgebauten Synchronreluktanz-Tempelmotor-Prototyps, welcher gänzlich ohne Permanentmagnete auskommt. Der Reluktanzrotor mit einem Polpaar ist mit neun Flussbarrieren ausgeführt. Gezeigt ist zum einen der Motor mit Statorhalteteilen sowie Bodenplatte und zum anderen der Eisenkreis mit den Motorwicklungen.

Bei Synchron-Reluktanzmotoren können im Unterschied zu FSPM-Motoren sowohl gezahnte Reluktanzrotoren als auch Rotoren mit Flussbarrieren eingesetzt werden. Bei Verwendung von Flussbarrieren ergibt sich eine viel homogenere Flussverteilung im Luftspalt und dadurch über eine

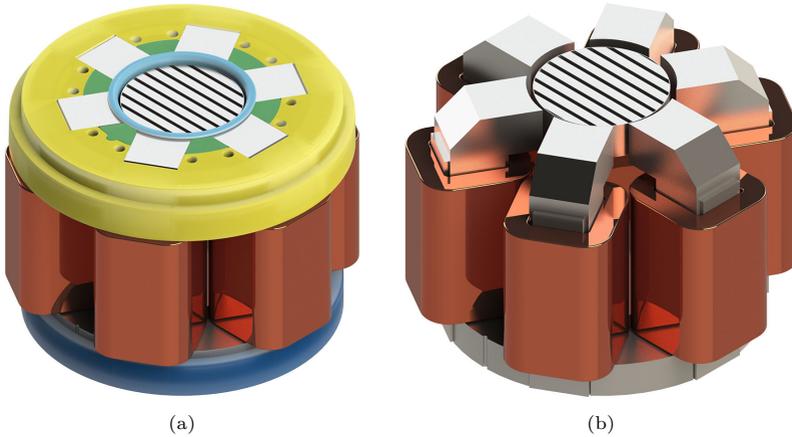


Abbildung 6.2: Rendering des SynRM-Prototyps mit PP1-Rotor: (a) Motor inkl. Prozesskammerwand, Statorhalteteile, sowie Bodenplatte, (b) Eisenkreis mit Motorwicklungen.

Umdrehung gesehen eine viel konstantere Kraft- und Drehmomentgenerierung. Dieser Effekt ist bei der hier verwendeten Variante mit einem Polpaar besonders ausgeprägt. Ein solcher Rotor mit einem Polpaar ist in gezahnter Ausführung, also in Balkenform, zwar als klassisch gelagerter Antriebsrotor denkbar, jedoch wäre die magnetische Lagerung bei der Verwendung als lagerloser Rotor wohl kaum zufriedenstellend zu realisieren.

Bei modernen klassisch gelagerten Synchron-Reluktanzmotoren werden meist zwei Polpaare eingesetzt, damit zwischen den vier Polen noch die Motorwelle Platz findet [96]. Ein solcher Rotor wäre hier auch möglich und würde sogar noch ein leicht höheres Drehmoment ergeben. Es wurde jedoch bewusst die Variante mit einem Polpaar gewählt, da eine viel gleichmässige Lagerkraftgenerierung möglich ist und da durch die tiefere elektrische Frequenz kleinere Eisenverluste resultieren und für zukünftige Anwendungen höhere Drehzahlen zu erreichen sind. Zudem ist die Variante mit einem Polpaar neuartig, da nur beim lagerlosen Scheibenläufermotor keine Achse benötigt wird.

Der gesamte Eisenkreis, also sowohl der Rotor als auch der Stator,

sind aus axial, respektive tangential geblechtem und verbackenem Elektrolech hergestellt.

Die Wicklungen sind als kombinierte Lager-, Antriebs- und Vormagnetisierungsspulen ausgeführt, was aus thermischer Sicht und bezüglich Streufeldern ideal ist. Wie beim PMSM-Motor sind die sechs Spulen in Dreieck zu zwei Dreiphasensystemen verdrahtet, wodurch vier zu regelnde Freiheitsgrade verbleiben. Dazu werden in Firmware virtuelle Lager- und Antriebsströme zusammengerechnet, in Spulenströme umgerechnet und mit dem Rotor mitgedreht. Der vierte Freiheitsgrad, also der feld- aber nicht drehmomentbildende Anteil am Antriebsstrom, ist bei PM-Motoren normalerweise ungenützt und auf Null gesetzt. Hier wird dieser Wert als Vormagnetisierungsstrom verwendet.

Der ausgeschaltete Synchron-Reluktanzmotor ist komplett unmagnetisch, was für die Handhabung von Vorteil ist. So ist zum Beispiel ein kraftfreies Austauschen des Rotors möglich, während bei grossen PM Motoren dafür separate Vorrichtungen verwendet werden müssen. Zudem müssen beim Versand des Systems keine speziellen Sicherheitsvorschriften erfüllt werden, wie dies beim Versand von grossen Permanentmagneten der Fall ist.

6.4 Dimensionen und Kennzahlen der Prototypen

In Tab. 6.1 sind die mechanischen Aussendimensionen und der Luftspalt aller aufgebauten Prototyp-Systeme aufgelistet. Ebenso sind Volumen und Gewicht der Eisen-, Kupfer- und Permanentmagnetteile angegeben.

Abb. 6.3 zeigt die drei aufgebauten Rotorvarianten ohne Permanentmagnete im Rotor, welche mit Zähnen respektive Flussbarrieren ausgeführt sind.

Die Unterschiede bei den PM-Massen sind bemerkenswert. Während beim SynRM-Motor kein PM-Material eingesetzt wird, sind bei den PMSM-Motoren zwischen 270 bis 470 g PM-Material im Rotor vorhanden, und der FSPM-Stator weist sogar mehr als das Zehnfache an Magnetmaterial auf, also knapp 5 kg. Ebenso sind Stator-, Kupfer- und Eisen volumen beim SynRM-Motor im Vergleich zum PMSM-Motor mehr als doppelt so gross.

	PMSM PP4		FSPM		SynRM
	Normal	Low-Cost	PP6	PP9	PP1
$d_{R_o} \cdot h_R$	$\varnothing 100 \cdot 26$ mm		$\varnothing 100 \cdot 26$ mm		$\varnothing 100 \cdot 26$ mm
δ_{mag}	5 mm		5 mm		5 mm
$d_{S_o} \cdot h_S$	$\varnothing 203 \cdot 170$ mm		$\varnothing 247 \cdot 164$ mm		$\varnothing 287 \cdot 193$ mm
$V_{S,\text{Fe}}$	1510 cm ³		1870 cm ³		3190 cm ³
$V_{S,\text{Cu}}$	702 cm ³		507 cm ³		1880 cm ³
$V_{S,\text{PM}}$	–		641 cm ³		–
$m_{S,\text{Fe}}$	11.6 kg		14.3 kg		24.4 kg
$m_{S,\text{Cu}}$	6.29 kg		4.54 kg		16.8 kg
$m_{S,\text{PM}}$	–		4.81 kg		–
$V_{R,\text{Fe}}$	64.1 cm ³	87.1 cm ³	94.2 cm ³	91.4 cm ³	157 cm ³
$V_{R,\text{PM}}$	60.5 cm ³	36.7 cm ³	–		–
m_R	944 g	941 g	721 g	699 g	1.2 kg

Tabelle 6.1: Auflistung von Aussendimensionen und Luftspalt der fünf aufgebauten Prototyp-Systeme, sowie Volumen und Gewicht der Eisen-, Kupfer- und Permanentmagneteilen.

Rotorausendurchmesser sowie Luftspalt sind hingegen bei allen Systemen identisch. In Bezug auf maximal erreichbare Performance pro Rotortvolumen ist dadurch eine gewisse Vergleichbarkeit zwischen den unterschiedlichen Prototypen gegeben, welche als Grundlage für den Vergleich von Kräften und Momenten im nächsten Kapitel dient. Unter „Performance“ werden hier nicht einzelne Kennwerte, sondern das Gesamtpaket bestehend aus passiven und aktiven Kräften und Momenten sowie der Regelbarkeit des Magnetlagers verstanden, wobei die Gesamtbetrachtungen auch noch in den Kontext der jeweiligen Systemkosten und mechanischen Aufwände gesetzt werden sollten.

Es darf nicht vergessen werden, dass hier Motorkonzepte verglichen werden, die sich unter anderem im Aufbau, in den Kosten oder auch den möglichen Einsatzgebieten grundlegend unterscheiden. Grundsätzlich sollte ein solcher Vergleich, insbesondere bezogen auf einzelne Kennwerte, immer nur als Anhaltspunkt gesehen werden. Einige weitere Gründe dafür, bzw. Grenzen der Vergleichbarkeit, sind hier aufgeführt:

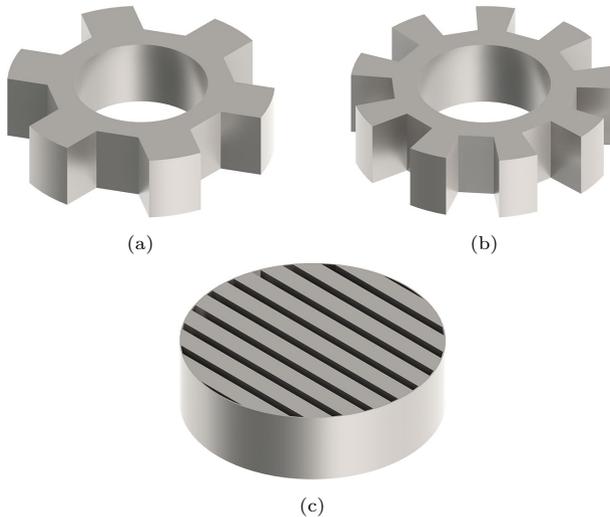


Abbildung 6.3: Rotoren der aufgebauten Prototypen ohne Permanentmagnete im Rotor: (a) FSPM PP6, (b) FSPM PP9, (c) SynRM PP1.

- Es gibt Randbedingungen, die nur einzelne Topologien einschränken (Bsp.: Limitierung PM-Material bei PMSM durch Rotorvolumen, bei FSPM auf 5 kg).
- Es gibt Randbedingungen, die zu unterschiedlich starken Einschränkungen führen (Bsp.: Limitierung auf 200 W ohmsch bei FSPM ohne wesentlichen Einfluss da bereits durch PM gesättigt, bei SynRM übermäßige Beschränkung da auch die Vormagnetisierung betroffen ist).
- Die Polpaarzahl wurde zwar für jedes System einzeln für möglichst hohe Kräfte und Momente optimiert, wobei als Randbedingung gute magnetische Lagerung hinzugezogen wurde. Die unterschiedlichen Polpaarzahlen führen jedoch jeweils zu unterschiedlichen Vor- und Nachteilen in anderen Bereichen (Bsp.: Maximaldrehzahl, Eisenverluste, Linearität von Kräften und Momenten).
- Die stark unterschiedlichen Eigenschaften der einzelnen Topologien führten zu stark unterschiedlichen Trade-off Abschätzungen und Detailoptimierungen zwischen maximalem Drehmoment, passiven

		PMSM PP4		FSPM		SynRM
		Normal	Low-Cost	PP6	PP9	PP1
$\Theta_{\text{mag},N}$	Aw		0		0	2850
$\Theta_{\text{drv},N}$	Aw		3190		1640	2850
$\Theta_{\text{bng},N}$	Aw		3190		1150	1180
$\overline{T}(\Theta_{\text{drv},N})$	Nm	16.4	13.8	8.10	6.30	5.90
$\overline{F}_{r,\text{act}}(\Theta_{\text{bng},N})$	N	262	253	170	136	233
$\overline{k}_r(\Theta_{\text{mag},N})$	N/mm	105	79.7	193	168	84.6
$\overline{k}_z(\Theta_{\text{mag},N})$	N/mm	19.9	13.7	14.1	15.6	10.2
$\overline{k}_{\alpha,\beta}(\Theta_{\text{mag},N})$	Nm/°	0.59	0.41	0.37	0.44	0.25

Tabelle 6.2: Drehmoment und aktive Radialkraft, sowie passive Radial-, Axial- und Verrippungssteifigkeit der Prototypen. Die Werte sind über eine gesamte Umdrehung gemittelt und gelten für die jeweilige Nenndurchflutung.

und aktiven Steifigkeiten, radialer Aufstartdistanz und Linearität der Kraft- und Momentengenerierung.

- Gegeben durch die grosse zeitliche Distanz von drei Jahren zwischen der Auslegung und Optimierung des ersten und des letzten Systems und auch durch die laufend gewonnenen Erkenntnisse wurden gewisse Randbedingungen, bzw. der Fokus auf Details leicht abgewandelt (Bsp.: Limitation Aussendimensionen PMSM für bestehendes Gehäuse, oder tiefe Polpaarzahl bei SynRM für ideale Lagerung und mögliche zukünftige höhere Drehzahlen).

6.5 Kräfte und Momente der Prototypen

6.5.1 Nenndurchflutungen

In Tab. 6.2 sind die aktiven und passiven Kräfte und Momente, welche mit den aufgebauten Prototypen erreicht werden, zusammengefasst und verglichen. Diese sind über den Rotorwinkel φ_e gemittelt und gelten für die jeweilige Nenndurchflutung. Sowohl die Nenndurchflutung für das Lager $\Theta_{\text{bng},N}$, als auch jene des Antriebs $\Theta_{\text{drv},N}$, sind so gewählt, dass je 200 W ohmsche Verluste entstehen.

Es wird angenommen, dass Lager und Antrieb nie gleichzeitig voll bestrahlt werden und somit die ohmschen Gesamtverluste 200 W betragen. Dies trifft auf kombinierte Wicklungen relativ genau zu, da sich Lager- und Antriebsströme abwechslungsweise addieren aber auch subtrahieren und die Gesamtdurchflutung im Vergleich zu reiner Drehmomentbestromung nur marginal ansteigt. Bei separierten Wicklungen, wie bei der FSPM-Topologie, bestehen die ohmschen Gesamtverluste jedoch aus der Summe der Lager- und Antriebsverluste. Ebenso sind die Nenndurchflutungen wegen des allgemein kleineren Wickelraumes und da dieser noch in Anteile für Lager und Antrieb unterteilt ist, deutlich kleiner.

Ein Spezialfall ist die Synchronreluktanz-Topologie, bei welcher die Nenn-Vormagnetisierungs-Durchflutung $\Theta_{\text{mag,N}}$ ständig anliegt und bereits bei der Ermittlung der passiven Steifigkeiten zu 100 W ohmschen Verlusten führt. Erst in der Summe mit der Antriebs- oder Lagerdurchflutung werden 200 W ohmsche Verluste erreicht, wobei die Gesamtdurchflutung $\sqrt{2} \cdot 2850 \text{ Aw} = 4030 \text{ Aw}$ beträgt.

6.5.2 Aktive Kräfte und Momente

In Abb. 6.4 wird das Drehmoment und die aktive Radialkraft aller aufgebauten Prototypen in x-Richtung verglichen. Drehmoment und Radialkraft sind zum einen gegenüber der Antriebs- und Lagerdurchflutung Θ_{drv} und Θ_{bng} aufgetragen und zum anderen gegenüber dem elektrischen Winkel φ_e , bei den entsprechenden Nenndurchflutungen $\Theta_{\text{drv,N}}$ und $\Theta_{\text{bng,N}}$. Der elektrische Winkel entspricht dem mechanischen Rotorwinkel φ_m multipliziert mit der Polpaarzahl.

Die Nenndurchflutungen sind in Abb. 6.4 (b) und (d) in rot eingezeichnet. Es ist ersichtlich, dass sämtliche Systeme vergleichbar ausgelegt wurden, da die Nenndurchflutungen jeweils im Bereich beginnender Sättigung liegen, also dort wo der lineare Anstieg der Kräfte und Momente anfängt abzufallen.

Aus Abb. 6.4 (a) und (c) ist ein Vergleich der Absolutwerte bei Nenndurchflutung möglich, welche für die PMSM-Topologie beim Drehmoment mindestens doppelt so hoch, aber auch bei der Radialkraft höher als bei den Reluktanz-Rotor-Konzepten liegt. Ebenso ist die Grösse und Periodizität der winkelabhängigen Fluktuationen ersichtlich. Ideal wäre eine schwankungsfreie horizontale Charakteristik.

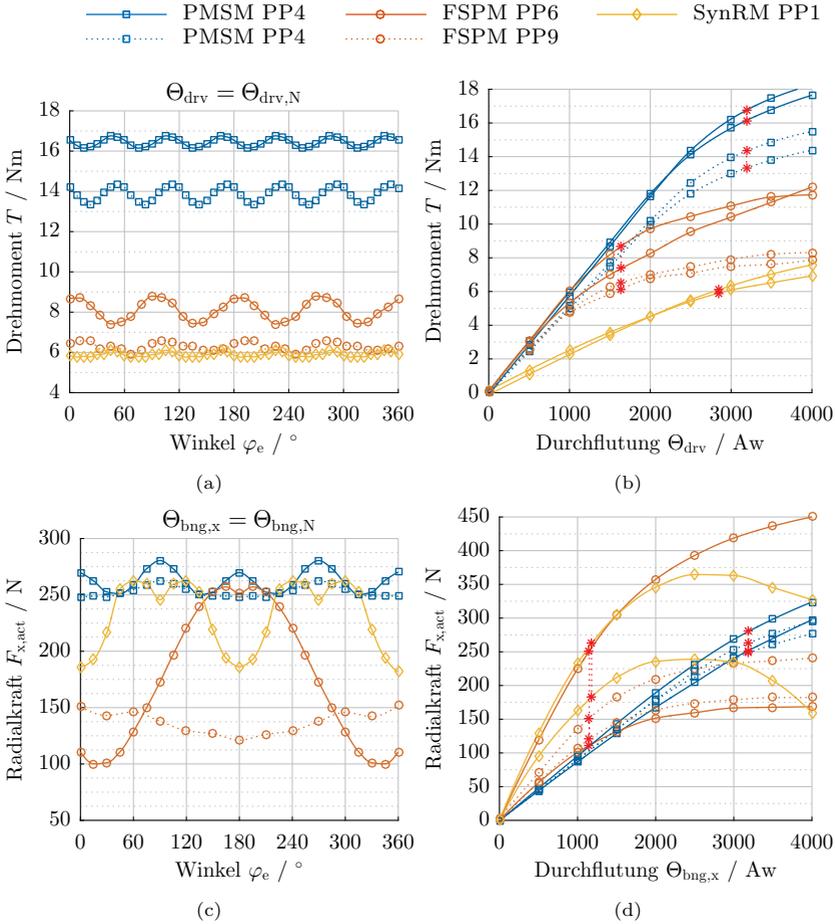


Abbildung 6.4: Aktive Kräfte und Momente der aufgebauten Prototypen: (a) Drehmoment über elektrischem Winkel bei Nenndurchflutung. (b) Drehmoment über Durchflutung, jeweils für zwei Rotorwinkel, Nenndurchflutung in rot markiert. (c) Aktive Radialkraft über elektrischem Winkel bei Nenndurchflutung. (d) Aktive Radialkraft über Durchflutung, jeweils für zwei Rotorwinkel, Nenndurchflutung in rot markiert.

6.5.3 Passive Kräfte und Momente

In Abb. 6.5 werden die passiven Verkippsungs-, Axial- und Radialsteifigkeiten sowie das Nutrasten aller aufgebauten Prototypen verglichen. Die Verkippsungssteifigkeit wurde bei 3° Verkipfung, die Radialsteifigkeit bei 2 mm Auslenkung und die Axialsteifigkeit für Tab. 6.2 bei ± 6 mm Auslenkung ermittelt. Sämtliche Werte für die SynRM-Topologie gelten bei Nenn-Vormagnetisierungs-Durchflutung $\Theta_{\text{mag,N}}$.

Die passive radiale Rückstellkraft, sowie das Rückstellmoment in der Verkipfung, sind im für die Anwendung relevanten Bereich proportional zur Auslenkung, weshalb die Kennwerte in Abb. 6.5 (a) und (c) als Steifigkeiten über den elektrischen Winkel aufgezeichnet sind.

Die axiale Rückstellkraft ist weitgehend unabhängig vom Rotorwinkel und deshalb in Abb. 6.5 (b) nur gegenüber der auf die mittlere Rotor- und Zahnhöhe normierten axialen Auslenkung aufgezeichnet. Obwohl die Axialsteifigkeiten um den Nullpunkt bei allen Topologien relativ ähnlich sind, nehmen die Werte bei den Konzepten mit Reluktanzrotor rasch ab, wodurch sich eine deutlich geringere theoretische maximale Zuladung ergibt. Allerdings muss gesagt werden, dass ein lagerloser Scheibenläufermotor mit maximaler Zuladung sowieso nicht betrieben werden kann, da die Verkippsungssteifigkeit bei der dann vorliegenden hohen axialen Auslenkung meist schon destabilisierend ist.

Das Nutrasten ist in Abb. 6.5 (d) relativ zum gemittelten Nenndrehmoment angegeben und bei allen Topologien, aufgrund der guten Geometrieoptimierung, ziemlich klein und für die angestrebte Anwendung unbedeutend.

6.5.4 Analyse Regelbarkeit

In Tab. 6.3 werden Parameter verglichen, welche einen Aufschluss über die Regelbarkeit der aufgebauten Prototypen geben sollen. Die Drehmomentfluktuation bei konstanter Durchflutung (a), sowie das Nutrasten (b) sind bei allen Systemen für die Zielapplikation unbedeutend klein und müssen nicht kompensiert werden.

Die FSPM-Topologie mit sechs Polpaaren weist in der aktiven Radialkraft sehr grosse Fluktuationen (c) und unerwünschte Winkelabweichungen (d) auf, welche beide für ein erfolgreiches Schweben des Rotors

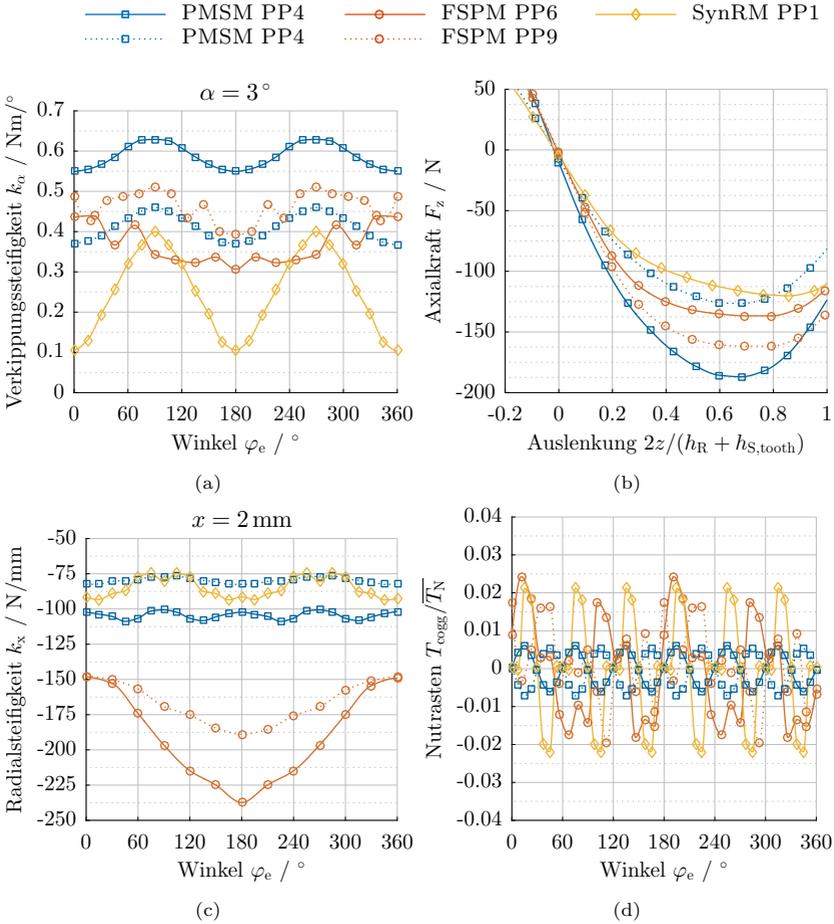


Abbildung 6.5: Passive Kräfte und Momente der aufgebauten Prototypen, für SynRM-Prototyp jeweils bei Nenn-Vormagnetisierungs-Durchflutung: (a) Verkippssteifigkeit über elektrischem Winkel. (b) Axiale Rückstellkraft über Auslenkung normiert auf mittlere Rotor- und Zahnhöhe. (c) Passive Radialsteifigkeit über elektrischem Winkel. (d) Nutrauten normiert auf mittleres Nennmoment über elektrischem Winkel.

	PMSM PP4		FSPM		SynRM
	Normal	Low-Cost	PP6	PP9	PP1
(a) ΔT_N	$\pm 1.9\%$	$\pm 3.6\%$	$\pm 8.5\%$	$\pm 5.2\%$	$\pm 2.9\%$
(b) $T_{\text{cogg}} / \overline{T_N}$	$\pm 0.6\%$	$\pm 0.5\%$	$\pm 2.4\%$	$\pm 1.8\%$	$\pm 2.1\%$
(c) $\Delta F_{r,\text{act},N}$	$\pm 5.7\%$	$\pm 2.9\%$	$\pm 44\%$	$\pm 11\%$	$\pm 17\%$
(d) $\angle F_{r,\text{act},N}$	$\pm 2.5^\circ$	$\pm 2.3^\circ$	$\pm 25^\circ$	$\pm 5.6^\circ$	$\pm 6.6^\circ$
(e) $F_r(\Theta_{\text{drv},N}) / \overline{F_{r,\text{act},N}}$	$\pm 0.3\%$	$\pm 0.2\%$	$\pm 0.8\%$	$\pm 43\%$	$\pm 0.1\%$
(f) $\min(F_{r,\text{act},N} / k_r)$	2.3 mm	3.0 mm	0.66 mm	0.64 mm	2.0 mm
(g) $\max(F_{r,\text{act},N} / k_r)$	2.8 mm	3.4 mm	1.12 mm	1.02 mm	3.5 mm
(h) $\Delta k_{\alpha,\beta}$	$\pm 7.4\%$	$\pm 11\%$	$\pm 22\%$	$\pm 27\%$	$\pm 58\%$

Tabelle 6.3: Analyse der Regelbarkeit der aufgebauten Prototypen: (a) Fluktuation Drehmoment, (b) Nutrasten, (c) Fluktuation aktive Radialkraft, (d) Winkelabweichung aktive Radialkraft, (e) radiale Störkraft durch Antriebsbestromung, (f, g) minimale und maximale radiale Aufstartdistanz, (h) Fluktuation Verkippungssteifigkeit.

in Software kompensiert bzw. vorgesteuert werden müssen. Die FSPM-Topologie mit neun Polpaaren weist zwar eine homogene aktive Radialkraft auf, stattdessen entsteht aber durch die ungerade Rotorzahnzahl bei der Drehmomentbestromung eine unerwünschte parasitäre Radialkraft (e), welche ebenfalls in Software kompensiert werden muss.

Die radiale Aufstartdistanz (f und g) ist, verursacht durch die geringe aktive Radialkraft und die hohe passive Radialsteifigkeit, bei beiden FSPM-Topologien problematisch klein. Zusätzlich wird durch die hohe passive Radialsteifigkeit, welche von den Permanentmagneten im Stator verursacht wird, eine sehr hohe Bandbreite der Lagerregelung gefordert. In Abb. 6.6 sind die Fluktuationen und Winkelabweichungen der aktiven Radialkraft, sowie die radiale Aufstartdistanz und die parasitäre Radialkraft über den Winkel aufgezeichnet.

Bei der SynRM-Topologie weist die Verkippungssteifigkeit eine für die Polpaarzahl Eins charakteristische grosse Fluktuation auf (Tab. 6.3 (h)), welche so auch bei Rotor-PM-Topologien mit Polpaarzahl Eins auftritt. Die ausgeprägte starke und schwache Magnetisierungsachse kann bei der Verkippungs-Resonanzdrehzahl zu Verkippungsschwingungen führen, ist aber insbesondere für höhere Drehzahlen unproblematisch.

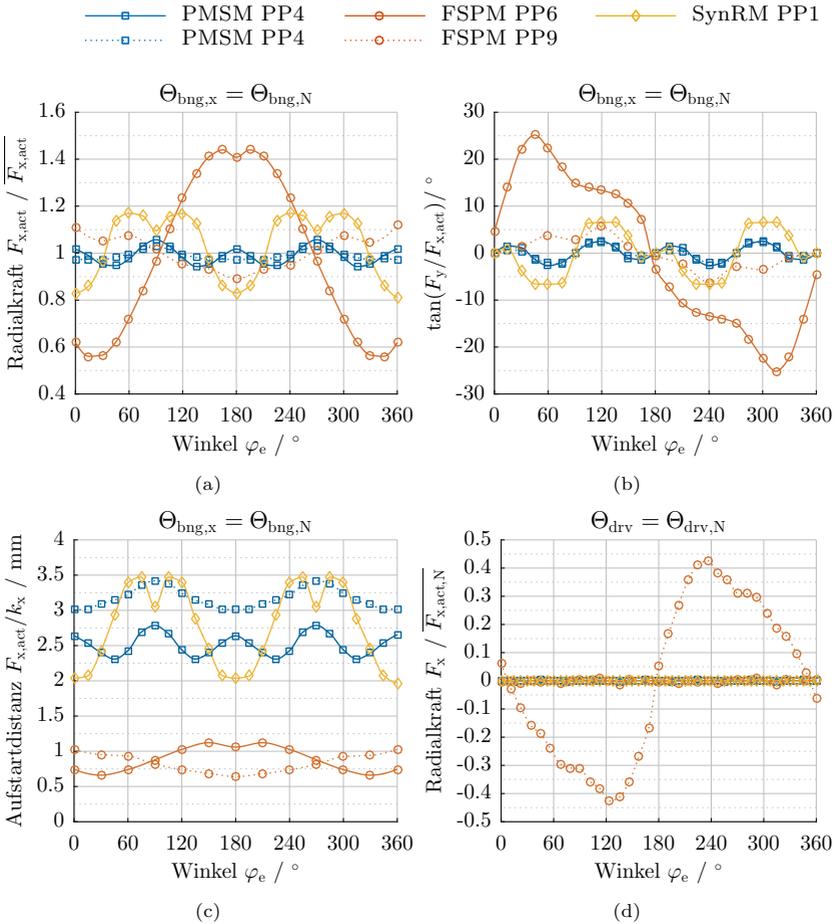


Abbildung 6.6: Analyse Regelbarkeit, alle über elektrischem Winkel: (a) Fluktuation der aktiven Radialkraft in x-Richtung. (b) Winkelabweichung der aktiven Radialkraft von der gewünschten Richtung. (c) Radiale Aufstartdistanz. (d) Parasitäre Radialkraft verursacht durch Antriebsbestromung.

Zusammengefasst wird mit den PMSM-Prototypen in sämtlichen Bereichen die beste Performance erreicht und auch aus regelungstechnischer Sicht bieten diese Topologien beinahe perfekte Voraussetzungen. Der Synchronreluktanz-Prototyp ist ebenfalls gut regelbar und kommt dabei gänzlich ohne Permanentmagnete aus. Allerdings müssen sowohl beim Drehmoment als auch bei den passiven Steifigkeiten deutliche Abstriche gemacht werden. Die FSPM-Prototypen bieten zwar Axial- und Verkippungssteifigkeiten beinahe auf PMSM-Niveau, besitzen aber zahlreiche Nachteile in der Lagerregelung und auch das Drehmoment ist nur geringfügig besser als beim Synchronreluktanz-Prototyp.

Kapitel 7

Prototypen im Betrieb

Sämtliche der in Kapitel 6 vorgestellten Prototypen wurden erfolgreich in Betrieb genommen und sowohl in Luft als auch in Wasser betrieben. Die Inbetriebnahme, ausgemessene Parameter, erreichte Maximaldrehzahlen sowie Leerlaufverluste in Luft und der Betrieb in Wasser mit einem Mixerflügelrad als Last sind in diesem Kapitel beschrieben.

7.1 Inbetriebnahme

7.1.1 PMSM PP4 Normal und Low-Cost

Der Motor des PMSM-PP4-Prototyps ist in Abb. 7.1 gezeigt. In einer ersten Iteration wurden die Rotor-Rückschlüsse aus massivem gefrästem Baustahl gefertigt und dann später durch Elektrobleche ersetzt, womit unter anderem etwas tiefere Leerlaufverluste erreicht wurden. Für die zwei unterschiedlichen Rotoren (Normal und Low-Cost) wurden zwei verschiedene Parametersätze in der Firmware verwendet, primär zur Berücksichtigung der unterschiedlichen Radialsteifigkeiten und induzierten Spannungen. Die Prototypen können sowohl mit als auch ohne Gehäuse betrieben werden, da eine hinreichende mechanische Festigkeit bereits durch die verschraubten Statorhalter aus Kunststoff gegeben ist.

Sowohl das verbaute Sensorkonzept als auch die für die Inbetriebnahme verwendete Firmware wurden vom Autor während seiner Tätigkeit als Entwicklungsingenieur bei der Firma Levitronix zur Produktreife entwickelt und werden in dieser Form in Produkten der Firma Levitronix eingesetzt, weshalb hier auf eine detaillierte Beschreibung verzichtet wird. Allgemein kann die Inbetriebnahme von multipolaren lagerlosen Schei-

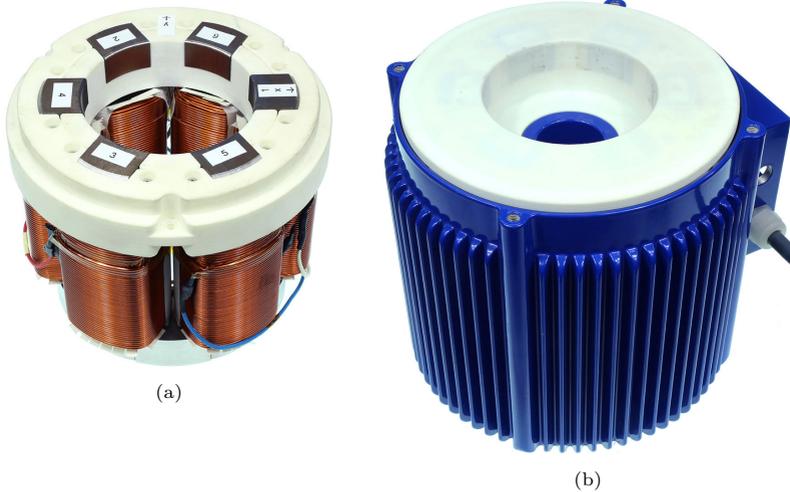


Abbildung 7.1: Motor des PMSM-PP4-Prototyps: (a) Eisenkreis mit Spulen, ohne Gehäuse, (b) Motor komplett mit Gehäuse.

benläufermotoren mit Permanentmagneten im Rotor grundsätzlich als Stand der Technik betrachtet werden und benötigt deshalb keine weiteren Erklärungen. Wesentliche Elemente können unter anderem in den Dissertationen von Zürcher [14], Reichert [113] und Steinert [25] nachgeschlagen werden.

Im Weiteren soll deshalb nur noch auf die Besonderheiten eingegangen werden, welche für die erfolgreiche Inbetriebnahme der Prototypen ohne Permanentmagnete im Rotor berücksichtigt werden mussten.

7.1.2 Besonderheiten FSPM PP6 und PP9

Die aufgebauten Flux-Switching Prototypen mit gezahnten Reluktanzrotoren und Permanentmagneten im Stator sind in Abb. 7.2 gezeigt. Die Inbetriebnahme gestaltete sich deutlich schwieriger als bei allen anderen Prototypen, wofür zwei Hauptgründe genannt werden können. Erster Hauptgrund ist die je nach Rotorvariante stark winkelabhängige und zwischen x- und y-Achse gekoppelte Radialkraftgenerierung bzw. die Kopplung zwischen Antriebs- und Lagerbestromung. Zum Zweiten verursacht

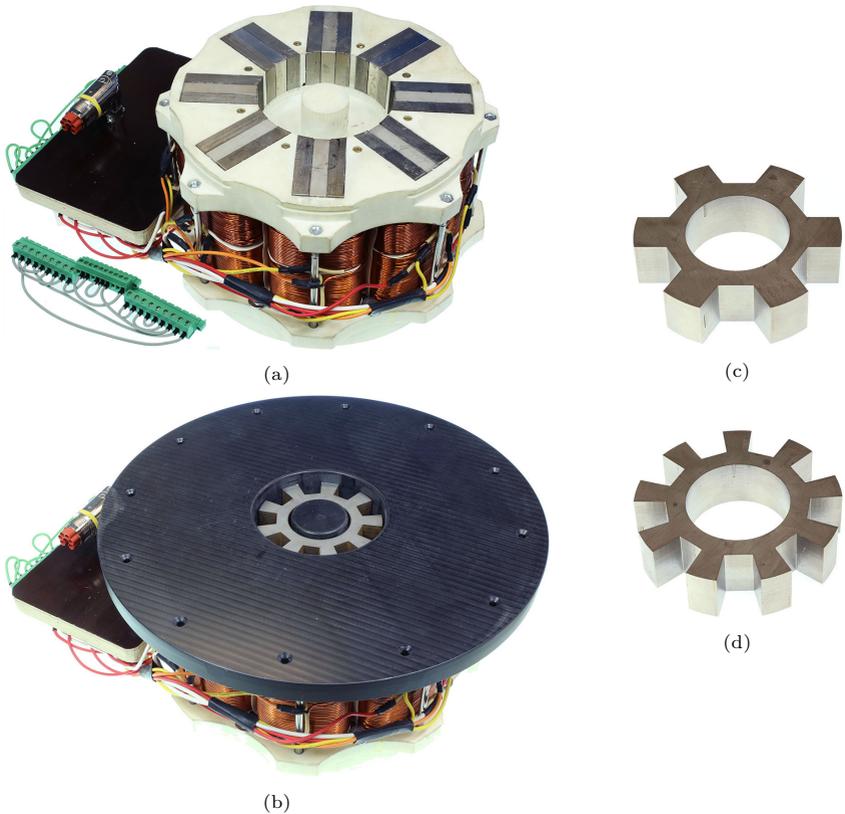


Abbildung 7.2: Fotografien der FSPM-Prototypen: (a) Motor und Adapterstecker zur Wicklungsanpassung je nach Polpaarzahl des Rotors, (b) Motor mit Tankflansch für 1000 Liter Tank mit eingesetztem PP9 Rotor, (c) PP6 Rotor, (d) PP9 Rotor.

die hohe Masse an Permanentmagneten im Stator eine hohe passive radiale Steifigkeit und dadurch eine hohe Destabilisierung. Zusammen mit der relativ schwachen Generierung von aktiven Radialkräften führt dies nicht nur zu einer geringen maximalen radialen Aufstartdistanz, sondern auch zu höheren Anforderungen an die Bandbreite der Sensorik und auch der Lagerstromgenerierung.

Wie bereits in Abb. 6.6 gezeigt und in Tab. 6.3 quantifiziert, weist der FSPM-PP6-Prototyp bezüglich aktiver Radialkräfte bei sinusförmiger La-

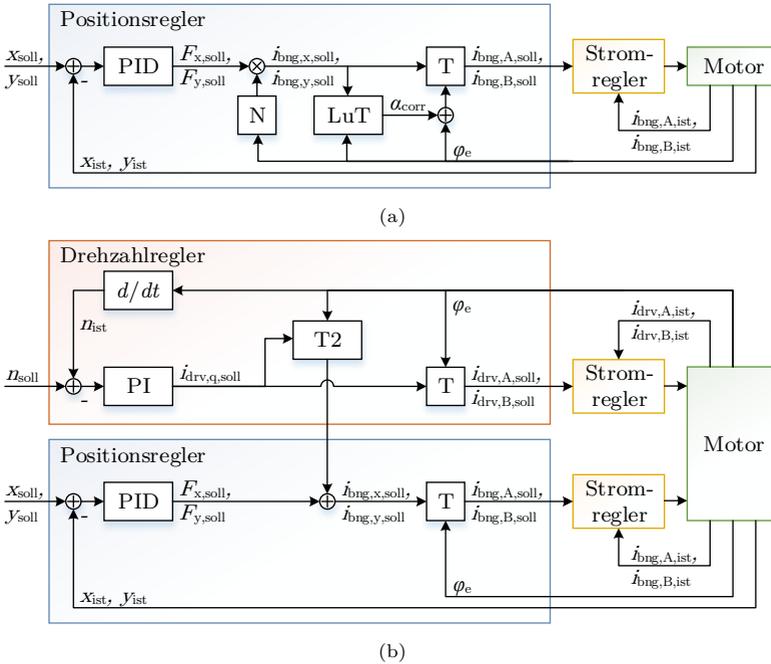


Abbildung 7.3: Kompensationsalgorithmen: (a) FSPM PP6, zur Kompensation der winkelabhängigen Fluktuation und Winkelabweichung der Radialkraft, (b) FSPM PP9, zur Kompensation der durch Drehmomentbestromung verursachten Radialkraft.

gerbestromung winkelabhängige Fluktuationen von $\pm 44\%$ und Winkelabweichungen von $\pm 25^\circ$ auf. Um stabiles Schweben zu ermöglichen, mussten diese Nichtidealitäten mit dem in Abb. 7.3 (a) gezeigten Algorithmus kompensiert werden.

Beim Prototyp mit 9 Polpaaren treten diese Effekte nicht auf, wodurch stabiles Schweben ohne Kompensation möglich war. Bei diesem Prototypen führt allerdings eine Nenn-Antriebsbestromung zu einer Radialkraft von $\pm 43\%$ der Nenn-Lagerbestromung, was wiederum mit dem in Abb. 7.3 (b) gezeigten Algorithmus kompensiert werden musste.

Die relativ geringe aktive Radialkraft im Vergleich zur passiven destabilisierenden Radialkraft äussert sich in einer geringen radialen Aufstartdistanz, welche wie aus Tab. 6.3 ersichtlich beim schwächsten Win-

kel im Bereich von 0.65 mm, also bei nur gerade $\pm 13\%$ des Luftspaltes liegt. Für die Inbetriebnahme musste der verbleibende Luftspalt stark eingengt werden und zusätzlich wurde während des radialen Aufstartvorgangs kurzzeitig eine Lagerdurchflutung von $\pm 150\%$ des Nennwertes zugelassen.

Die geringe Aufstartdistanz durch das Verhältnis aus aktiver Radialkraft und passiver Radialsteifigkeit wäre an sich kein Problem. Die Herausforderung entsteht erst durch den hohen Absolutwert der passiven Radialsteifigkeit, welcher zusammen mit der relativ geringen Rotormasse zu einer hohen radialen Eigenfrequenz führt. Grund dafür ist die hohe Masse an Permanentmagneten im Stator, welche bewusst zur Maximierung der Rotordrehmomentdichte und der passiven Axial- und Verkippungssteifigkeiten eingebaut wurde, ein klassischer Zielkonflikt.

Um Störkräfte auszuregeln wird somit eine deutlich höhere Bandbreite des gesamten Regelkreises als bei den anderen Prototypen benötigt. Bei der Sensorik, der Firmware und der Leistungselektronik wurde dies durch Anpassen der Hardware- und Software-Tiefpassfilter erreicht, wodurch ein verstärktes hörbares Rauschen resultiert. Beim magnetischen Aktor bestehend aus Eisenkreis und Spulen, war in der ersten Iteration des Prototyp-Aufbaus allerdings die Bandbreite durch die Induktivität der Spulen soweit eingeschränkt, dass der Rotor nicht zum Schweben gebracht werden konnte. Dies musste dann mit einer angepassten Lagerwicklung mit geringerer Windungszahl und linear erhöhtem Strom (aber quadratisch reduzierter Induktivität) korrigiert werden.

Zusätzlich zu den bereits hohen Anforderung an die Lagerbandbreite ohne Rotation des Rotors kommt hinzu, dass die Kompensationen zu höheren Harmonischen der Lagerströme führen, was die Anforderungen an die Bandbreite bei steigenden Rotordrehzahlen noch weiter erhöht. Deshalb sind bei den hier aufgebauten Flux-Switching Prototypen die maximal erreichten Drehzahlen durch die Lagerdynamik, bzw. die maximal verfügbare Inverterspannung für die Lagerbestromung begrenzt und nicht durch den Antrieb.

7.1.3 Besonderheiten SynRM PP1

Der aufgebaute Synchronreluktanz-Prototyp, welcher gänzlich ohne Permanentmagnete auskommt, besitzt einen Reluktanzrotor mit Flussbarrie-

ren und einem Polpaar und ist in Abb. 7.4 gezeigt. Für die Inbetriebnahme des Prototyps wurde der Vormagnetisierungsstrom auf einen konstanten Wert gesetzt, wodurch sich die nachfolgende Antriebs- und Lagerregelung linearisiert. Die verbleibende Regelung entspricht nun jener einer Rotor-PM-Maschine mit einem Polpaar, mit drei zu regelnden virtuellen Strömen, welche proportional zur Lagerkraft in x- und y-Richtung, sowie zum Drehmoment sind.

Der Prototyp wurde vorerst ohne Messung des Rotorwinkels in Betrieb genommen, da die Messung beim Betrieb mit geringer Last nicht nötig ist. Der Rotor wird durch den Vormagnetisierungsstrom eingespannt, wodurch der Rotorwinkel mit dem Winkel des Vormagnetisierungsstromes übereinstimmt. Bei steigender Last stellt sich ein Lastwinkel ein, welcher beim Verlassen des Stabilitätsbereiches der Radiallagerung (ungefähr $\pm 10^\circ$) zum radialen Absturz des Rotors führt bzw. dann eine Messung und Nachführung des Rotorwinkels erfordert. Erst bei viel grösserer Last bzw. einem Lastwinkel von $\pm 45^\circ$ würde der Rotor kippen und sich nicht mehr synchron mit der Vormagnetisierung drehen.

Beim Betrieb des Motors zeigt sich, dass bei steigenden Durchflutungen die Winkelabhängigkeiten in der Lagerregelung zunehmen, wahrscheinlich durch partielle Sättigung im Rotor. Dadurch ist der Betrieb bei kleinen Durchflutungen viel einfacher zu realisieren. Bei Nenndurchflutung bestehen noch einige Optimierungsmöglichkeiten, primär durch Berücksichtigung der aus Abb. 6.4 (c) und Abb. 6.5 (c) ersichtlichen Winkelabhängigkeit der aktiven Radialkraft und der passiven Radialsteifigkeit.

Die grosse Besonderheit des Synchronreluktanz-Prototyps ist der frei einstellbare Magnetisierungsstrom, auch wenn dieser hier für den Normalbetrieb auf einem konstanten Wert belassen wurde. Dies äussert sich bereits beim „Starten“ und „Landen“ des Rotors. Während der Rotor bei einem PM-Motor radial in die Mitte des Stators gebracht wird und danach wieder radial sanft an der Prozesskammerwand abgesetzt werden kann, fällt dieser beim Synchron-Reluktanzmotor nach dem Abschalten des Magnetisierungsstromes axial aus dem Motor. Ein radiales Absetzen des Rotors macht also keinen Sinn, stattdessen wird eine „Landeposition“ definiert, von welcher der Rotor axial in die Statormitte gefahren wird, bzw. an welcher der Rotor am Betriebsende sanft abgesetzt werden kann.

Um eine frei einstellbare Vormagnetisierung im Betrieb zu realisieren, müssten allerdings noch einige Aufgaben gelöst werden, wie z. B. das dy-

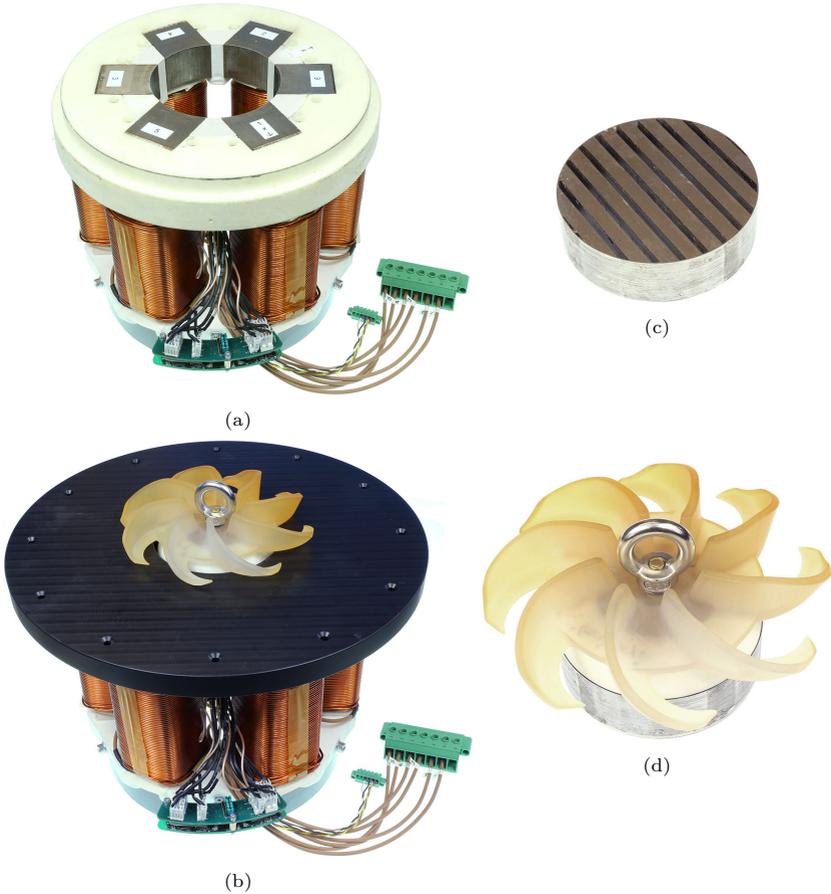


Abbildung 7.4: Fotografien des SynRM-Prototypen: (a) Motor mit Sensorik PCB und separaten Anschlusssteckern für Leistung und Sensorik, (b) Motor mit Tankflansch für 1000 Liter Tank und eingesetztem Rotor mit Flügelrad, (c) Rotor PP1 mit Flussbarrieren, (d) Rotor mit aufgesetztem Flügelrad für Mischversuche.

namische Anpassen diverser Regelungsparameter an die jeweilige Vormagnetisierung, da sämtliche Kraft- und Drehmomentkonstanten variabel werden. Bei zusätzlicher Implementierung einer Sensorik für Axialposition und Verkippung würden sich dann einige vorteilhafte neue Möglichkeiten eröffnen:

- Betrieb desselben Motors in unterschiedlichen Applikationen, welche normalerweise mit unterschiedlichen Motoren abgedeckt werden müssen. Beispielsweise hohes Drehmoment bei tiefer Maximaldrehzahl und hohe Maximaldrehzahl bei tiefem Drehmoment.
- Einstellbare Axialposition, die im Betrieb um wenige Millimeter verändert werden kann.
- Verbesserte Dämpfung von Axialschwingungen gegenüber PM-Motoren (siehe z. B. [83]).
- Vermeiden von kritischen Drehzahlen im gesamten Drehzahlbereich (z. B. Verkippungsresonanz) durch dynamisches Anpassen der Steifigkeit.
- Hohe Steifigkeiten nur bei Bedarf, sodass im Mittel geringere Eisenverluste resultieren.

7.2 Systemparameter

7.2.1 Spulenwiderstand und Füllfaktor

Für die Auslegung der Prototyp-Systeme wurde die Nenndurchflutung so bestimmt, dass bei einer Windungstemperatur von 100 °C ohmsche Gesamtverluste von 200 W entstehen. Dazu wurde ein Spulenfüllfaktor F_{coil} von 60 % angenommen. Die Nenndurchflutung wurde dann bei der Auslegung der Windungszahl mitberücksichtigt. Zusammen mit dem Volumen und dem Querschnitt der Spulen lässt sich der ohmsche Widerstand nach (7.1) berechnen, woraus mit der Anzahl Spulen pro Phase der Widerstand einer Motorphase folgt.

Die berechneten Phasenwiderstände wurden mit einer Zweileitermessung verifiziert. Dazu wurde mit einem Netzteil (HM7042-5) ein Strom von 1 A zwischen zwei Phasen eingepreßt und die Spannung direkt am Motor mit einem Multimeter gemessen (Fluke 189). Zusätzlich wurde der Phasenwiderstand für die Stromregelung auch noch direkt mit der

		PMSM	FSPM Drv	FSPM Bng	SynRM
$R_{\text{calc}}(100\text{ °C})$	mΩ	331	476	961	181
$R_{\text{calc}}(23\text{ °C})$	mΩ	255	367	741	139
$R_{\text{meas}}(23\text{ °C})$	mΩ	246	503	720	250
R_{firmware}	mΩ	482	743	963	448
F_{calc}		0.60	0.60	0.60	0.60
$F_{N,D_{\text{cu}}}$		0.67	0.60	0.64	0.30
$F_{R_{\text{meas}}}$		0.62	0.48	0.52	0.33

Tabelle 7.1: Berechnete, gemessene und mit Firmware identifizierte Phasenwiderstände, sowie für Widerstandsrechnung angenommene, respektive über Windungszahl und Kupferdurchmesser oder gemessenen Widerstand berechnete Spulenfüllfaktoren aller Prototypen.

Firmware identifiziert. Wie (7.2) zeigt, lassen sich aus dem Verhältnis berechneter und gemessener Phasenwiderstände oder alternativ aus dem verwendeten Kupferdurchmesser und der Anzahl Windungen reale Kupferfüllfaktoren berechnen:

$$R_{\text{calc}}(T) = \frac{V_{\text{coil}}}{A_{\text{coil}}^2} \cdot \frac{N^2}{F_{\text{coil}}} \cdot \rho_{\text{cu}} \cdot (1 + \alpha_{\text{cu}}(T - 20\text{ °C})) \cdot n_{\text{coils/phase}} \quad (7.1)$$

mit

$$\rho_{\text{cu}} = 1.69 \times 10^{-2} \text{ Ωmm}^2/\text{m}$$

und

$$\alpha_{\text{cu}} = 3.9 \times 10^{-3} \text{ °C}^{-1},$$

$$\begin{aligned} F_{R_{\text{meas}}} &= F_{\text{calc}} \cdot R_{\text{calc}}(T_0)/R_{\text{meas}}(T_0), \\ F_{N,D_{\text{cu}}} &= \frac{N \cdot D_{\text{cu}}^2 \cdot \pi}{4 \cdot A_{\text{coil}}}. \end{aligned} \quad (7.2)$$

Alle Widerstände und Spulenfüllfaktoren sind in Tab. 7.1 gezeigt, wobei die gemessenen Widerstände jeweils aus den drei messbaren Phasenkombinationen gemittelt sind. Für die Berechnung des FSPM-Füllfaktors

wurde zusätzlich die reale Höhe der Lager- und Antriebsspulen von 37 und 57 mm berücksichtigt. Es ergeben sich folgende Diskussionspunkte:

- Die mit der Firmware identifizierten Widerstände sind höher, da auch die Leistungsschalter und das Kabel zwischen Motor und Leistungselektronik mitgemessen werden.
- Die Berechnung des Füllfaktors über Windungszahl und Kupferdicke berücksichtigt die Lage der Windungen im Wickelfenster nicht. Deshalb ist diese Berechnung bei einer vollgewickelten, aber gebauchten Spule zu optimistisch (siehe PMSM), jedoch bei einer nicht vollgewickelten Spule zu pessimistisch (siehe SynRM).
- Der SynRM-Motor ist nur zur Hälfte bewickelt, was zur Verifikation der Funktionalität ausreichend war. Alle Eigenschaften bleiben jedoch bestehen und die höheren ohmschen Verluste sollen mit der nächsten Wicklungsiteration behoben werden.
- Insbesondere bei der FSPM-Topologie ist der über die Widerstandsmessung ermittelte Füllfaktor schlechter als erwartet, da die Verkabelung im Motor mitgemessen wird, welche hier durch die umsteckbare Polpaarzahl messbar wird.
- Die Annahme eines Spulenfüllfaktors von 60 % scheint konservativ realistisch und bei vergleichbarer maschineller Wicklung (aktuell nur PMSM) für alle Prototypen realisierbar.

7.2.2 Induktivitäten

Sämtliche Spulen eines Motors sind über dessen Eisenkreis mit Rückschluss und Rotoreisen magnetisch gekoppelt, analog zu einem mehrphasigen Transformator mit Luftspalt. Dadurch ergeben sich je nach Bestromungssituation unterschiedliche Induktivitäten, wobei für eine gegebene Topologie bei gleichzeitiger Bestromung sämtlicher Spulen primär die Polpaarzahl dieser Bestromung zu unterschiedlichen Induktivitäten führt. Für den Betrieb relevant sind dabei die durch die unterschiedliche Polpaarzahl von Antriebs- und Lagerbestromung resultierenden Antriebs- und Lagerinduktivitäten. Für die Betrachtung der Induktivitäten ist es irrelevant, ob die Bestromung durch eine fixe Verdrahtung der Spulen entsteht, oder ob diese Verschaltung virtuell in der ansteuernden Elektronik vorgenommen wird.

		PMSM PP4		FSPM		SynRM
		Normal	Low-Cost	PP6	PP9	PP1
$L_{\text{drv,NoRotor}}$	mH		35.0	24.9	33.2	27.3
$L_{\text{bng,NoRotor}}$	mH		21.9	24.7	19.3	48.8
$L_{\text{drv,d}}$	mH	36.6	38.2	26.1	34.3	42.8
$L_{\text{drv,q}}$	mH					31.3
L_{bng}	mH	25.8	28.0	25.9	21.8	58.5

Tabelle 7.2: Antriebs- und Lagerinduktivitäten aller Prototypen mit und ohne Rotor, identifiziert mittels Firmware.

Die Induktivitäten wurden für alle Prototypen mit und ohne Rotor direkt mittels Firmware identifiziert und sind in Tab. 7.2 angegeben. Mit der Firmware kann direkt eine korrekte mehrphasige Bestromung realisiert werden, wodurch das manuelle Verdrahten und die Ansteuerung über einen mehrphasigen Signalgenerator entfällt. Eine analytische Berechnung würde bei den hier aufgebauten Prototypen infolge des sehr hohen Streufeldanteils zu keinen sinnvollen Werten führen. Allerdings wäre es auch möglich, wie in der Dissertation von Steinert [25] gezeigt, die Antriebs- und Lagerinduktivitäten aus gemessenen oder simulierten Selbst- und Gegeninduktivitäten aller Spulen zu berechnen.

Abhängigkeit vom Rotorwinkel

Falls das Rotoreisen, also der ferromagnetische Teil des Rotors, von einer rotationssymmetrischen Form abweicht und die Polzahl mit der Polzahl der Statorbestromung übereinstimmt, ergibt sich bei Drehung des Rotors ein veränderlicher mittlerer Luftspalt, wodurch die Induktivität vom Rotorwinkel abhängt. Bei den aufgebauten Systemen trifft dies primär auf die Antriebsinduktivität des SynRM-Prototyps zu; die mit der Firmware identifizierten $L_{\text{drv,d}}$ und $L_{\text{drv,q}}$ sind in Tab. 7.2 angegeben. Bei allen anderen Induktivitäten ist die Winkelabhängigkeit geringer als die Genauigkeit des Identifikationsverfahrens, beim PMSM-Motor verursacht durch den grossen Abstand zwischen Stator- und Rotoreisen und beim FSPM-Prototyp durch die wegen der doppelten Polzahl der Statorbestromung bedingte Auslöschung.

Für den SynRM-Motor wurde $L_{\text{drv,d}}$ und $L_{\text{drv,q}}$ zusätzlich mit einem RLC-Meter (HM8118) verifiziert. Dazu wurden die Phasen U_1 , V_2 und W_2 zusammen an die eine Klemme und die Phasen U_2 , V_1 und W_1 an die zweite Klemme des RLC Meters gelegt. Damit wird eine reale Antriebsbestromung eingestellt, wobei bei einem Rotorwinkel von 0 Grad ein d-Strom und bei 90 Grad ein q-Strom fließt.

Aus den bei diesen beiden Winkeln gemessenen Induktivitäten kann $L_{\text{drv,d}}$ und $L_{\text{drv,q}}$ mittels (7.4) berechnet werden, welche unter der Annahme einer sinusförmigen Induktivitätsänderung über den Rotorwinkel gemäss (7.3) abgeleitet wurde. Ohne Winkelabhängigkeit der Induktivität würde folgende Beziehung gelten: $L_{\text{drv}} = 2/3 \cdot L_{\text{RLC}}$. Analog dazu könnten auch die Lagerinduktivität oder Induktivitäten anderer Topologien verifiziert werden, sofern die Verdrahtung am RLC-Meter passend zur jeweiligen Polpaarzahl angepasst würde.

$$L_{\text{drv}}(\varphi_{\text{R}}) = L_{\text{drv,q}} + \frac{L_{\text{drv,d}} - L_{\text{drv,q}}}{2} \cdot (1 + \cos(2\varphi_{\text{R}})), \quad (7.3)$$

$$\begin{aligned} L_{\text{RLC}}(0^\circ) &= 9/8 \cdot L_{\text{drv,d}} + 3/8 \cdot L_{\text{drv,q}} \\ L_{\text{RLC}}(90^\circ) &= 9/8 \cdot L_{\text{drv,q}} + 3/8 \cdot L_{\text{drv,d}} \end{aligned} \quad (7.4)$$

7.2.3 Verifikation Drehmoment

Die mit magnetostatischen FEM-Simulationen ermittelten Kräfte und Momente liegen erfahrungsgemäss sehr nahe bei jenen, welche mit den realen Aufbauten erreicht werden. Die Abweichungen liegen meist im Bereich von $\pm 5\%$ oder darunter, obwohl die Permanentmagnete und das Elektroblech magnetischen Toleranzen und sämtliche Teile sowie der Zusammenbau mechanischen Toleranzen unterliegen. Die Simulationsergebnisse sind deshalb für sämtliche Betrachtungen in dieser Arbeit genügend genau, weshalb auf die aufwändige Konstruktion eines Prüfstandes verzichtet wird, welcher eine genauere Bestimmung, z. B. Genauigkeiten im Bereich von einem Prozent, erlauben würde. Um grobe Fehler ausschliessen zu können, wurden stattdessen einige stichprobenartige direkte und indirekte Verifikationsmessungen zur Drehmomentbestimmung durchgeführt, wobei der Anspruch an die Messgenauigkeit auch im Bereich von $\pm 5\%$ lag.

		PMSM PP4		FSPM		SynRM
		Normal	Low-Cost	PP6	PP9	PP1
$k_{U_{\text{ind}}}$	V/rad/s	0.299	0.255	–	–	–
$L_{\text{drv,d}} - L_{\text{drv,q}}$	mH	–	–	–	–	11.5
$k_{T,\text{sim}}$	Nm/A	1.872	1.597	0.685	0.585	0.710
$k_{T,\text{meas}}$	Nm/A	1.793	1.530	–	–	0.662
$\Delta k_{T,\text{meas}}$		-4.3 %	-4.2 %	–	–	-6.7 %

Tabelle 7.3: Verifikation der Drehmomentkonstanten auf Basis der mit Firmware identifizierten induzierten Spannung für PMSM-Prototypen, respektive Differenz zwischen d- und q-Induktivität für SynRM-Prototyp. $k_{T,\text{sim}}$ wurde bei 500 Aw identifiziert.

Wie in (7.5) gezeigt, kann die Drehmomentkonstante aus der induzierten Spannung berechnet werden, durch Gleichsetzen von elektrischer und mechanischer Leistung. Tab. 7.3 zeigt für die PMSM-Prototypen, die mittels Firmware identifizierte, induzierte Spannung und die daraus berechneten Drehmomentkonstanten relativ zu den simulierten Werten.

$$\begin{aligned}
 P_{\text{el}} = P_{\text{mech}} &\Leftrightarrow U \cdot I \cdot 6 = M \cdot \omega \\
 &\Leftrightarrow k_{U_{\text{ind}}} \cdot \omega \cdot I \cdot 6 = k_T \cdot I \cdot \omega \\
 &\Leftrightarrow k_T = k_{U_{\text{ind}}} \cdot 6.
 \end{aligned} \tag{7.5}$$

Für den SynRM-Motor konnte die induzierte Spannung wegen der hohen Magnetisierungsströme nicht zuverlässig identifiziert werden. Deshalb wurde die Drehmomentkonstante aus der Differenz der identifizierten Induktivitäten $L_{\text{drv,d}}$ und $L_{\text{drv,q}}$ aus Tab. 7.2, gemäss (7.6) berechnet:

$$\begin{aligned}
 T &= m \cdot p_{\text{drv}} \cdot (L_{\text{drv,d}} - L_{\text{drv,q}}) \cdot i_{\text{drv,d}} \cdot i_{\text{drv,q}} \\
 \Rightarrow k_{T,\text{SynRM}} &= 6 \cdot (L_{\text{drv,d}} - L_{\text{drv,q}}) \cdot i_{\text{drv,d}}.
 \end{aligned} \tag{7.6}$$

Für die FSPM-Prototypen wurde das Drehmoment bei schwebendem, aber nicht drehendem Rotor mittels zweier Federwaagen gemessen. So kann bis in den Bereich der Sättigung gemessen werden, während die beiden bisherigen Verifikationsmethoden nur für kleinste Durchflutungen gelten. Die Messgenauigkeit ist allerdings begrenzt, da bei einem

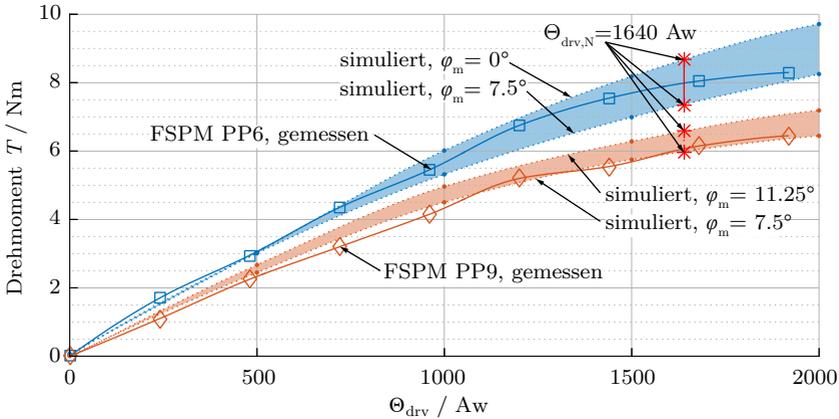


Abbildung 7.5: Vergleich von simuliertem und im Stillstand gemessenem Drehmoment bei verschiedenen Durchflutungen für die FSPM-Prototypen. Simulierte Werte jeweils bei zwei Winkeln mit ungefähr minimalem und maximalem Drehmoment.

bestimmten Rotorwinkel gemessen wird und bereits kleine mechanische Winkelabweichungen des Rotors durch die hohe Periodizität der Drehmomentfluktuation (24x für PP6, 36x für PP9) zu grossen Messfehlern führten. Deshalb wurden in Abb. 7.5 die simulierten Werte wie in Abb. 6.4 (b) bei zwei verschiedenen Winkeln mit ungefähr minimalem und maximalem Drehmoment aufgezeichnet. Es ist ersichtlich, dass der Verlauf der gemessenen Werte auch im Bereich der Sättigung gut mit den Simulationen übereinstimmt.

Eine mögliche Methode zur Verifikation des über die Rotation gemittelten Drehmomentes für verschiedene Durchflutungen wären Beschleunigungsmessungen. Dabei könnte das jeweilige Drehmoment für den gemessenen mittleren Strom aller Phasen aus dem Trägheitsmoment des Rotors, der Beschleunigungszeit und der Drehzahldifferenz berechnet werden:

$$M = J \cdot \dot{\omega} \Leftrightarrow M(I_{\text{meas}}) = J_R \cdot \frac{\Delta\omega}{\Delta t}. \tag{7.7}$$

Für hohe Durchflutungen müssten bei dieser Methode allerdings sehr kurze Beschleunigungszeiten exakt gemessen werden und die stabile Re-

		PMSM PP4		FSPM		SynRM
		Normal	Low-Cost	PP6	PP9	PP1
$n_{\max, \text{stabil}}$	U/min	3250	3500	2000	2300	4000

Tabelle 7.4: Erreichte Maximaldrehzahlen ohne Last in Luft, bei welchen die Rotoren noch stabil und reproduzierbar in Schwebelage gehalten werden konnten.

gelung des Lagers während des kurzen Beschleunigungsvorgangs wäre herausfordernd.

7.3 Betrieb in Luft

7.3.1 Erreichte Maximaldrehzahlen

In Tab. 7.4 sind für alle Prototypen die maximalen Drehzahlen angegeben, bei welchen der Rotor in Luft und ohne zusätzliche Last reproduzierbar und stabil in Schwebelage gehalten werden konnte. Diese Grenze ist bei allen Systemen durch die maximale Inverterspannung gegeben. Durch modifizierte Wicklungen (z. B. $\frac{1}{2} \cdot N, 2 \cdot i$) wären bei allen Systemen höhere Drehzahlen möglich. Folgende Unterschiede wurden beobachtet:

- **PMSM:** Die Spannung besteht aus Lager- und Antriebsteil. Ohne Lager (primär induzierte Spannung) wäre eine Erhöhung der Drehzahl um 500-700 U/min möglich. Mit dem Low-Cost Rotor wurden 4100 U/min erreicht, allerdings führten dann kleinste Störkräfte zum radialen Absturz des Rotors.
- **FSPM:** Das Drehzahllimit ist alleine durch die hohen benötigten Ströme und Frequenzen im Lagermodul gegeben. Seitens des Antriebsmoduls wäre etwa die doppelte Drehzahl möglich.
- **SynRM:** Die Spannung wird primär für den Vormagnetisierungsstrom benötigt und fällt über der Induktivität ab. Bei kleineren Vormagnetisierungsströmen wurden höhere Drehzahlen erreicht.

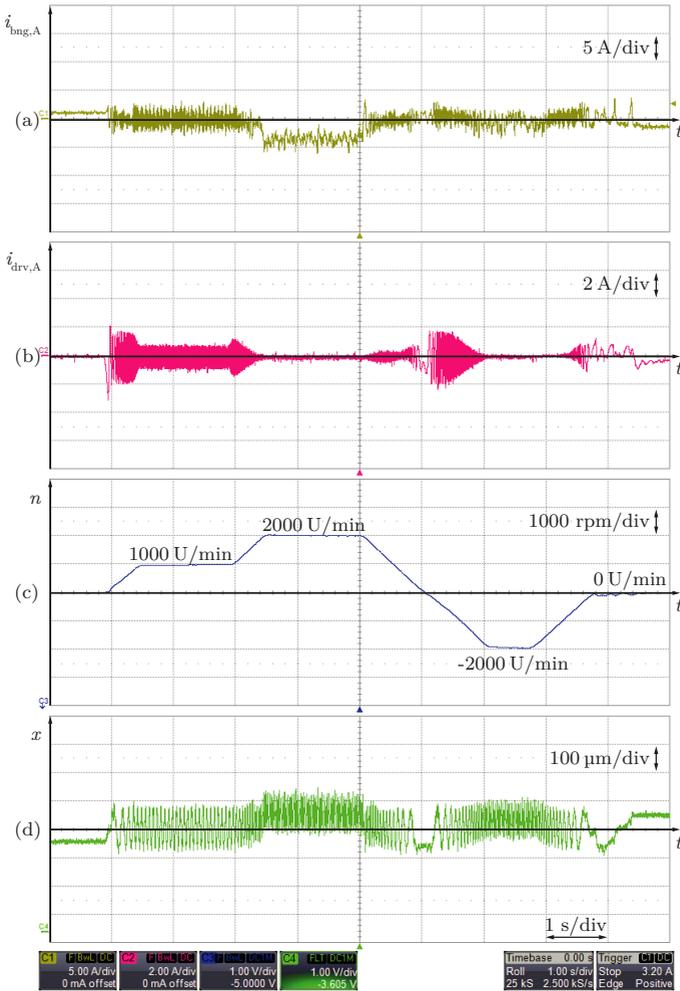


Abbildung 7.6: Lager- und Antriebsströme sowie Radialposition, gemessen am FSPM-PP6-Prototyp in Luft und ohne Last, für einen Zyklus von zehn Sekunden mit Drehzahlen zwischen ± 2000 U/min: (a) Lagerströme 5 A/div, (b) Antriebsströme 2 A/div, (c) Drehzahl 1000 U/min/div, (d) Radialposition 0.1 mm/div.

7.3.2 Radialposition, Lager- und Antriebsströme

In Abb. 7.6 sind, beispielhaft für den FSPM-PP6-Prototyp, die gemessenen Lager- und Antriebsströme sowie die Radialposition für einen Zyklus von zehn Sekunden mit Drehzahlen von 0, 1000, 2000 und -2000 U/min gezeigt. Die deutlich sichtbare und relativ konstante Fluktuation des Positionssignals ist durch eine Exzentrizität der Sensorfläche am Rotor verursacht und wird in der Regelung durch die Unwuchtkompensation entfernt, wodurch diese Störung in den Lagerströmen nicht sichtbar ist.

7.3.3 Leerlaufverluste

Die in dieser Dissertation entwickelten Motoren wurden auf maximales Drehmoment bei kleiner Nenndrehzahl optimiert. Für diese Optimierungskriterien können die drehzahlabhängigen Eisenverluste vernachlässigt werden, weshalb diese bei der Auslegung bewusst nicht berücksichtigt wurden. Trotzdem wurden die Leerlaufverluste bis zur erreichten Maximaldrehzahl ausgemessen und sind in Abb. 7.7 gezeigt. Diese Messungen können als Entscheidungshilfe für weitere Applikationen mit möglicherweise höherer Nenndrehzahl beigezogen werden.

Speziell zu erwähnen sind die hohen ohmschen Leerlaufverluste des SynRM-Prototyps im Vergleich zu den anderen Systemen. Diese entstehen durch den benötigten Vormagnetisierungsstrom, wobei gemäss Auslegung im Leerlauf 100 W ohmsch entstehen, während es bei den anderen Systemen 0 W sind. Bei Nenndrehmoment gleichen sich die ohmschen Verluste aller Prototypen allerdings gemäss Auslegung auf 200 W an.

Anmerkung zu Eisenverlusten

Bereits in der Dissertation von Neff [130] wurde bemerkt, dass die gemessenen Eisenverluste bei Tempelmotoren massiv grösser sind, als nach Datenblättern der Elektrobleche zu erwarten wäre. Die empirisch ermittelten Werte waren bei Maximaldrehzahl je nach Blechsorte um einen Faktor 3 bis 4 grösser als erwartet. Ein kleiner Teil der Diskrepanz konnte auf die nicht ideale Schweissverbindung der Blechpakete und auf Wirbelstromverluste im Aluminiumgehäuse zurückgeführt werden. Als möglicher Grund für die verbleibende grosse Diskrepanz wurden Wirbelstrom-

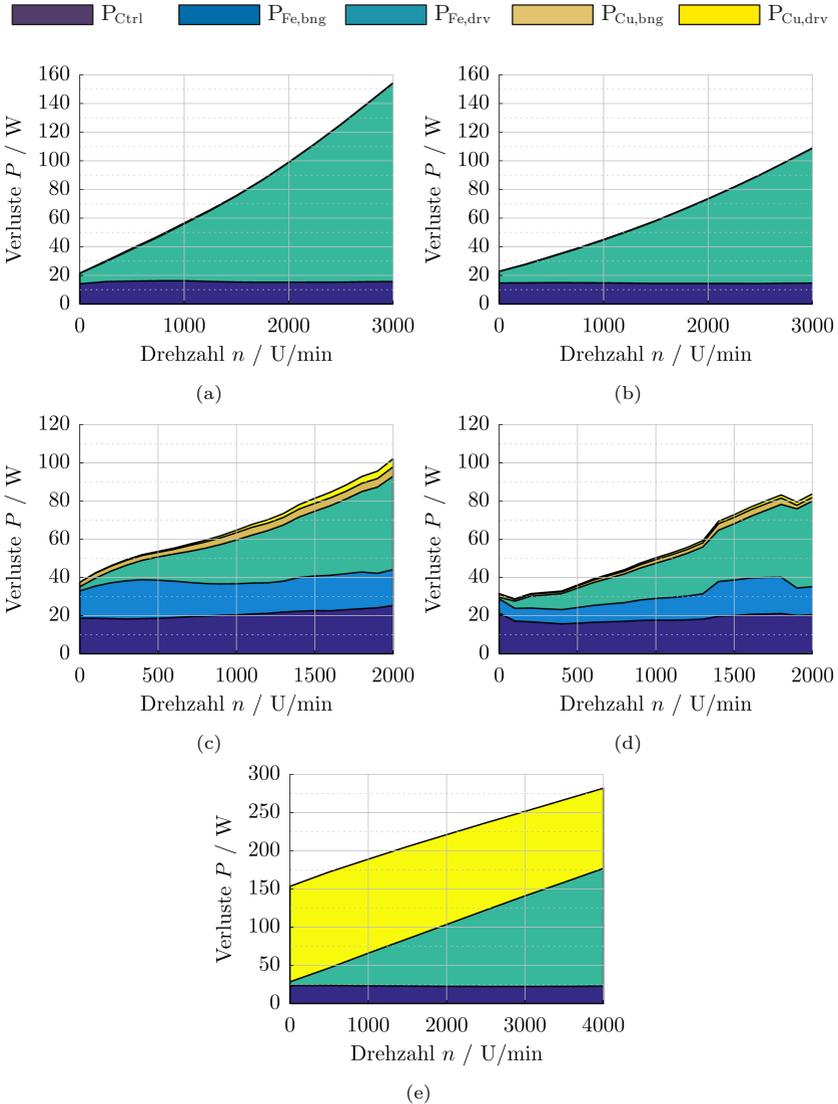


Abbildung 7.7: Gemessene Leerlaufverluste in Luft und ohne Last. Ohmsche Verluste bei SynRM umgerechnet auf voll bewickelte Spulen: (a) PMSM PP4 Normal, (b) PMSM PP4 Low-Cost, (c) FSPM PP6, (d) FSPM PP9, (e) SynRM PP1.

verluste, verursacht durch axial zur Blechung verlaufende Feldlinien im Bereich der Zahnflanken und im Übergang zum Rückschluss, genannt.

In der Dissertation von Bösch [131] wurden dann mehrere Massnahmen beschrieben, um eine möglichst homogene und tiefe Feldverteilung im gesamten Eisenkreis zu erreichen und um die Feldkomponenten axial zur Blechrichtung zu verkleinern. So konnten die Eisenverluste bereits drastisch reduziert werden. Um die in dieser Dissertation entwickelten Motoren bei Anwendungen mit höheren Drehzahlen zu verwenden, z. B. als Kreiselpumpe, müssten diese Massnahmen ebenfalls umgesetzt werden.

Durch die dreidimensionale Flussführung verbleiben jedoch konzeptbedingt Bereiche mit axial zur Blechrichtung verlaufenden Feldkomponenten, welche zu übermässigen Wirbelstromverlusten führen. Dies kann nur mit einem Material vermieden werden, welches in allen räumlichen Richtungen identische magnetische Eigenschaften aufweist. Weichmagnetische Verbundwerkstoffe (SMC, soft magnetic composite), welche insbesondere bei Axialflussmotoren oder allgemein Motoren mit dreidimensionaler Flussführung zum Einsatz kommen (siehe z. B. [132]), könnten hier vielversprechend sein. Zum einen besitzen SMCs eine sehr hohe Sättigungsenduktion und zum anderen ist der negative Einfluss durch die kleinere relative Permeabilität wegen des grossen Luftspalts von mehreren Millimetern gering.

7.4 Betrieb im Wasser als Mischer

Für sämtliche Prototypen wurden Adapterflansche konstruiert, welche es erlauben, die Motoren von unten an einen bestehenden 1000 Liter Tank mit Wasser zu montieren. Für den Betrieb als Mischer mit einem bestehenden Flügelrad des Typs „Galaxy“ wurden Fixationsvorrichtungen konstruiert, welche für die verschiedenen Motorkonzepte in Abb. 7.8 gezeigt sind.

Bei den FSPM-Rotoren agieren die Rotorzähne als Verdrehschutz. Das Flügelrad wurde mit einem oben liegenden Klemmmechanismus durch Verdrehung von diesem fixiert. Beim SynRM-Motor verbleiben lediglich die kleinen Flussbarrieren als Verdrehschutz, durch welche das Flügelrad mit vier kleinen Schrauben fixiert wurde.

Beide PMSM- als auch beide FSPM-Prototypen wurden erfolgreich in

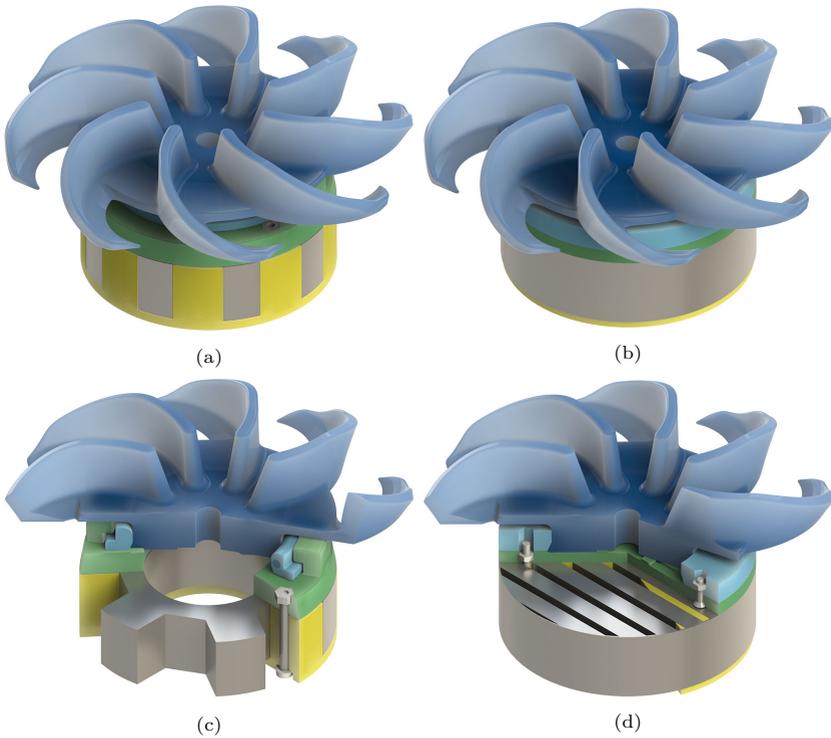


Abbildung 7.8: Rendering der Prototyp-Rotoren inkl. Flügelrad und der unterschiedlichen Fixationsvorrichtungen: (a) FSPM PP9, (b) SynRM PP1, (c) Schnittansicht FSPM PP6, (d) Schnittansicht SynRM PP1.

Wasser als Mischer betrieben. Bei allen Systemen zeigte sich eine verbesserte Verkippungsstabilität in Wasser verglichen zum PMSM-Referenzsystem von Levitronix mit einer Polpaarzahl von eins. Der Grund dafür ist die über den Umfang konstantere Verkippungssteifigkeit durch die höhere Polpaarzahl. Dadurch werden bei einem bereits verkippeten und drehenden Rotor nicht noch zusätzliche Schwingungen und Resonanzen angeregt.

Kapitel 8

Zusammenfassung und Ausblick

8.1 Zusammenfassung

Lagerlose Scheibenläufermotoren mit Reluktanzrotoren bieten zumindest in der Theorie Vorteile für hohe Umgebungstemperaturen, bei welchen sich Permanentmagnete entmagnetisieren würden, für sehr hohe Umfangsgeschwindigkeiten infolge der hohen Materialfestigkeit und auch für Einmalanwendungen wegen der geringen Herstellkosten des Rotors.

In der vorliegenden Arbeit wurden neuartige Konzepte lagerloser Scheibenläufermotoren ohne Permanentmagnete im Rotor entwickelt und letztendlich mehrere Prototypen erfolgreich aufgebaut, in Betrieb genommen und ausgemessen. Diese wurden auf eine Zielspezifikation ausgelegt, welche beispielhaft für eine Mixer-Anwendung mit Einwegrotor in der Pharma- und Biotech-Industrie ausgearbeitet wurde. Bei geringer Nenndrehzahl von 1000 U/min war ein hohes Drehmoment von 6 Nm zu erreichen, dies bei einem grossen Luftspalt von 5 mm, um eine hermetische Kapselung des Rotors zu ermöglichen; weiter war eine Limitierung des Rotordurchmessers auf 100 mm vorgegeben.

Um die Zielspezifikationen erreichen zu können, weisen die entwickelten Topologien gegenüber vorher publizierten Konzepten ohne Permanentmagnete im Rotor eine deutlich höhere Rotordrehmomentdichte bei gleichzeitig ebenfalls grösserem Luftspaltverhältnis auf. Dies wurde durch die Analyse von Methoden zur Erreichung von grossen Luftspaltverhältnissen bei gleichzeitig geringen Streuflüssen zu Beginn der Arbeit ermöglicht.

Aus den grundsätzlichen Geometrieüberlegungen wurden dann geeig-

nete Topologien abgeleitet und es wurde ein synthetischer Topologievergleich angestellt, bei welchem eine Flux-Switching-Topologie mit Permanentmagneten im Stator und eine Synchronreluktanz-Topologie gänzlich ohne Permanentmagnete mit einer Rotor-Permanentmagnet-Synchronmaschine verglichen wurden. Dabei konnten die zusätzlich zu lösenden Herausforderungen wie z. B. stark winkelabhängige Kraft- und Drehmomentgenerierung sowie Kopplung der Kraftachsen aufgezeigt werden.

Die Arbeit wird mit der Auslegung, dem Aufbau und der Inbetriebnahme von insgesamt fünf Prototypen abgeschlossen, welche auf drei Statorkonzepten in Tempelbauform basieren. Zusätzlich zu zwei Konzepten gänzlich ohne Permanentmagnete und mit Permanentmagneten im Stator ist dies auch noch ein „Referenzkonzept“ mit reduzierter Permanentmagnet-Masse im Rotor.

Die Prototypen wurden für Betrieb in Luft ausgemessen und mit einem Flügelrad als Last in einem 1000 Liter Wassertank betrieben. Damit konnte die Machbarkeit von Systemen ohne Permanentmagnete im Rotor gezeigt werden, wobei die angestrebten Zielspezifikationen mit allen Topologien erreicht und teils sogar deutlich übertroffen wurden.

8.2 Ausblick

Trotz der umfangreichen Betrachtungen dieser Arbeit lassen sich interessante Anknüpfungspunkte für zukünftige Forschungsarbeiten erkennen:

- Der grosse Unterschied von d- und q-Induktivität der Synchronreluktanz-Topologie könnte für eine winkelsensorlose Regelung ausgenützt werden.
- Zusätzlich zu untersuchende Topologien wären Synchronreluktanz-Konzepte, bei welchen zur Drehmoment- und Effizienzsteigerung Ferritmagnete in die Flussbarrieren eingesetzt werden könnten.
- Untersuchung alternativer Konzepte für Rotorumkapselung und Motorschutz, damit eine hermetische Kapselung des Rotors auch bei kleinerem Luftspalt möglich wäre. Von einem kleineren Luftspalt würden insbesondere Reluktanzkonzepte enorm profitieren.

Anhang A

A.1 Eisenkreis mit bestromter Spule

Herleitung der Flussdichte im Luftspalt für einen einfachen Eisenkreis mit bestromter Spule und Vernachlässigung von Streueffekten (Formel (2.6) aus Abschnitt 2.2):

Aus dem Durchflutungsgesetz

$$\oint H \cdot ds = N \cdot I \quad (\text{A.1})$$

folgt, unter der Vernachlässigung von Streufeldern, also unter der Annahme dass der komplette magnetische Fluss homogen im Eisenkreis fließt

$$H_{\text{Fe}} \cdot l_{\text{Fe}} + H_{\delta} \cdot \delta_{\text{mag}} = N \cdot I. \quad (\text{A.2})$$

Der magnetische Fluss ist also im Eisen und im Luftspalt gleich, somit gilt

$$\Phi_{\delta} = \Phi_{\text{Fe}} \iff B_{\delta} \cdot A_{\delta} = B_{\text{Fe}} \cdot A_{\text{Fe}}, \quad (\text{A.3})$$

was zusammen mit den Beziehungen zwischen B - und H - Feld von Eisen und Luft, also

$$B_{\delta} = \mu_0 \cdot H_{\delta} \quad \text{und} \quad B_{\text{Fe}} = \mu_{\text{r,Fe}} \cdot \mu_0 \cdot H_{\text{Fe}} \quad (\text{A.4})$$

die Gleichung

$$\frac{B_{\delta} \cdot \frac{A_{\delta}}{A_{\text{Fe}}}}{\mu_{\text{r,Fe}} \cdot \mu_0} \cdot l_{\text{Fe}} + \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \cdot \delta_{\text{mag}} = N \cdot I \quad (\text{A.5})$$

und umgeformt

$$B_{\delta} = \frac{N \cdot I \cdot \mu_0}{\delta_{\text{mag}} + \frac{l_{\text{Fe}}}{\mu_{\text{r,Fe}}} \frac{A_{\delta}}{A_{\text{Fe}}}} \quad \text{ergibt.} \quad (\text{A.6})$$

A.2 Eisenkreis mit Permanentmagnet

Dieselbe Herleitung kann auch für den einfachen Eisenkreis mit Permanentmagnet gemacht werden (Formel (2.7) aus Abschnitt 2.2):

Da kein Spulenfluss vorhanden ist, lautet das Durchflutungsgesetz

$$\oint H \cdot ds = 0 \quad (\text{A.7})$$

und unter der Vernachlässigung von Streufeldern, also der Annahme dass der komplette magnetische Fluss homogen im Eisenkreis fließt, ergibt dies

$$H_{\text{Fe}} \cdot l_{\text{Fe}} + H_{\delta} \cdot \delta_{\text{mag}} + H_{\text{PM}} \cdot l_{\text{PM}} = 0. \quad (\text{A.8})$$

Der magnetische Fluss ist also im Eisen, im Luftspalt und auch im Permanentmagnet gleich, somit gilt

$$\Phi_{\delta} = \Phi_{\text{Fe}} = \Phi_{\text{PM}} \iff B_{\delta} \cdot A_{\delta} = B_{\text{Fe}} \cdot A_{\text{Fe}} = B_{\text{PM}} \cdot A_{\text{PM}}. \quad (\text{A.9})$$

Zusammen mit den Beziehungen zwischen B - und H -Feld von Eisen und Luft in (A.4) und der Entmagnetisierungskurve des Permanentmagneten ausgehend von der Remanenzflussdichte B_{R} , für welche unter der Annahme dass das vorhandene H -Feld noch zu keiner bleibenden Entmagnetisierung führt,

$$B_{\text{PM}} = B_{\text{R}} + \mu_{\text{r,PM}} \cdot \mu_0 \cdot H_{\text{PM}} \quad (\text{A.10})$$

gilt, folgt die Gleichung

$$\frac{B_{\delta} \cdot \frac{A_{\delta}}{A_{\text{Fe}}}}{\mu_{\text{r,Fe}} \cdot \mu_0} \cdot l_{\text{Fe}} + \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \cdot \delta_{\text{mag}} + \frac{B_{\delta} \cdot \frac{A_{\delta}}{A_{\text{PM}}} - B_{\text{R}}}{\mu_{\text{r,PM}} \cdot \mu_0} \cdot l_{\text{PM}} = 0, \quad (\text{A.11})$$

was umgeformt

$$B_{\delta} = \frac{B_{\text{R}}}{\frac{A_{\delta}}{A_{\text{PM}}} + \frac{\delta_{\text{mag}} \cdot \mu_{\text{r,PM}}}{l_{\text{PM}}} + \frac{\mu_{\text{r,PM}}}{l_{\text{PM}}} \frac{l_{\text{Fe}}}{\mu_{\text{r,Fe}}} \frac{A_{\delta}}{A_{\text{Fe}}}} \quad (\text{A.12})$$

ergibt.

Literaturverzeichnis

- [1] A. Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa, M. Oshima, M. Takemoto, und D. G. Dorrell, *Magnetic bearings and bearingless drives*. Elsevier, 2005. DOI: 10.1016/B978-0-7506-5727-3.X5000-7
- [2] J. Bichsel, “Beiträge zum lagerlosen Elektromotor,” Dissertation, ETH Zürich, 1990. DOI: 10.3929/ethz-a-000592537
- [3] W. Amrhein, S. Silber, K. Nenninger, G. Trauner, M. Reisinger, und R. Schöb, “Developments on bearingless drive technology,” *JSME International Journal Series C Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing*, Band 46, Nr. 2, S. 343–348, 2003. DOI: 10.1299/jsmec.46.343
- [4] R. Schöb und N. Barletta, “Principle and application of a bearingless slice motor,” *JSME International Journal Series C Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing*, Band 40, Nr. 4, S. 593–598, 1997. DOI: 10.1299/jsmec.40.593
- [5] H. Bleuler, M. Cole, P. Keogh, R. Larsonneur, E. Maslen, Y. Okada, G. Schweitzer, A. Traxler u.a., *Magnetic bearings: Theory, design, and application to rotating machinery*. Springer Science & Business Media, 2009. DOI: 10.1007/978-3-642-00497-1
- [6] M. Neff, N. Barletta, und R. Schöb, “Bearingless centrifugal pump for highly pure chemicals,” in *Proc. 8th Int. Symp. on Magnetic Bearings (ISMB)*, S. 283–287, 2002.
- [7] Q. Li, P. Bösch, M. Häffiger, J. W. Kolar, und D. Xu, “Basic characteristics of a 4kW permanent-magnet type bearingless slice motor for centrifugal pump system,” in *Proc. Int. Conf. on Electrical Machines and Systems*, S. 3037–3042, Okt. 2008.
- [8] J. Asama, D. Kanehara, T. Oiwa, und A. Chiba, “Development of a compact centrifugal pump with a two-axis actively positioned consequent-pole bearingless motor,” *IEEE Transactions on In-*

- dustry Applications*, Band 50, Nr. 1, S. 288–295, Jan. 2014. DOI: 10.1109/TIA.2013.2270452
- [9] S. A. Burger, “Magnetgelagertes Pumpsystem für hohe Betriebstemperaturen,” Dissertation, ETH Zürich, 2006. DOI: 10.3929/ethz-a-005301532
- [10] P. Peralta, T. Wellerdieck, D. Steinert, T. Nussbaumer, und J. W. Kolar, “Ultra-high temperature (250 °C) bearingless permanent magnet pump for aggressive fluids,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Band 22, Nr. 5, S. 2392–2394, Okt. 2017. DOI: 10.1109/TMECH.2017.2729618
- [11] T. C. Schneeberger, “Integriertes magnetisches Lagerungs- und Antriebssystem für Halbleiterwafer,” Dissertation, ETH Zürich, 2008. DOI: 10.3929/ethz-a-005877534
- [12] P. Karutz, “Magnetically levitated 2-level slice motor for application in high purity process environments,” Dissertation, ETH Zürich, 2010. DOI: 10.3929/ethz-a-006159616
- [13] W. Gruber, W. Amrhein, und M. Haslmayr, “Bearingless segment motor with five stator elements—Design and optimization,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 45, Nr. 4, S. 1301–1308, Juli 2009. DOI: 10.1109/TIA.2009.2023560
- [14] F. K. Zürcher, “Der lagerlose Multipolarmotor,” Dissertation, ETH Zürich, 2012. DOI: 10.3929/ethz-a-007354060
- [15] J. Asama, T. Shinshi, H. Hoshi, S. Takatani, und A. Shimokohbe, “Dynamic characteristics of a magnetically levitated impeller in a centrifugal blood pump,” *Artificial Organs*, Band 31, Nr. 4, S. 301–311, 2007. DOI: 10.1111/j.1525-1594.2007.00378.x
- [16] F. De Robertis, E. Birks, P. Rogers, G. Dreyfus, J. Pepper, und A. Khaghani, “Clinical performance with the Levitronix CentriMag short-term ventricular assist device,” *The Journal of Heart and Lung Transplantation*, Band 25, Nr. 2, S. 181–186, 2006. DOI: 10.1016/j.healun.2005.08.019
- [17] K. A. Dasse, B. Gellman, M. V. Kameneva, J. R. Woolley, C. A. Johnson, T. Gempp, J. D. Marks, S. Kent, A. Koert, J. S. Richardson *u.a.*, “Assessment of hydraulic performance and biocompatibility of a MagLev centrifugal pump system designed for pediatric

- cardiac or cardiopulmonary support,” *ASAIO Journal*, Band 53, Nr. 6, S. 771, 2007. DOI: 10.1097/MAT.0b013e31815dbf66
- [18] K. Bourque, D. B. Gernes, H. M. Loree, J. S. Richardson, V. L. Poirier, N. Barletta, A. Fleischli, G. Foiera, T. M. Gempp, R. Schöb *u.a.*, “HeartMate III: Pump design for a centrifugal LVAD with a magnetically levitated rotor,” *ASAIO Journal*, Band 47, Nr. 4, S. 401–405, 2001. DOI: 10.1097/00002480-200107000-00020
- [19] J. D. Schmitto, J. S. Hanke, S. V. Rojas, M. Avsar, und A. Haverich, “First implantation in man of a new magnetically levitated left ventricular assist device (HeartMate III),” *The Journal of Heart and Lung Transplantation*, Band 34, Nr. 6, S. 858–860, 2015. DOI: 10.1016/j.healun.2015.03.001
- [20] C. N. Pai, T. Shinshi, J. Asama, S. Takatani, und A. Shimokohbe, “Development of a compact MagLev centrifugal blood pump enclosed in a titanium housing,” *Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing*, Band 2, Nr. 3, S. 343–355, 2008. DOI: 10.1299/jamdsm.2.343
- [21] C. Schirmer, T. Nussbaumer, R. Schöb, R. Pörtner, R. Eibl, und D. Eibl, “Development, engineering and biological characterization of stirred tank bioreactors,” in *Biopharmaceuticals*. IntechOpen, 2018. DOI: 10.5772/intechopen.79444
- [22] T. Reichert, T. Nussbaumer, und J. W. Kolar, “Bearingless 300 W PMSM for bioreactor mixing,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Band 59, Nr. 3, S. 1376–1388, März 2012. DOI: 10.1109/TIE.2011.2126532
- [23] B. Warberger, R. Kälin, T. Nussbaumer, und J. W. Kolar, “50 Nm / 2500 W bearingless motor for high-purity pharmaceutical mixing,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Band 59, Nr. 5, S. 2236–2247, Mai 2012. DOI: 10.1109/TIE.2011.2161657
- [24] C. M. Zingerli, “Beiträge zu Axialventilatoren mit Homopolar-Magnetlager,” Dissertation, ETH Zürich, 2014. DOI: 10.3929/ethz-a-010478880
- [25] D. K. Steinert, “Der nutzenlose lagerlose Scheibenläufermotor,” Dissertation, ETH Zürich, 2015. DOI: 10.3929/ethz-a-010617770
- [26] W. Bauer und W. Amrhein, “Electrical design considerations for a bearingless axial-force/torque motor,” *IEEE Transactions on In-*

- dustry Applications*, Band 50, Nr. 4, S. 2512–2522, Juli 2014. DOI: 10.1109/TIA.2014.2300415
- [27] G. Jungmayr, E. Marth, M. Panholzer, W. Amrhein, F. Jeske, und M. Reisinger, “Design of a highly reliable fan with magnetic bearings,” *Proc. of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, Band 230, Nr. 4, S. 361–369, 2016. DOI: 10.1177/0959651815602829
- [28] H. Sugimoto, I. Shimura, und A. Chiba, “Principle and test results of energy-saving effect of a single-drive bearingless motor in cooling fan applications,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, Band 6, Nr. 6, S. 456–462, 2017. DOI: 10.1541/ieejia.6.456
- [29] H. Mitterhofer, B. Mrak, und W. Amrhein, “Suitability investigation of a bearingless disk drive for micro turbine applications,” in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 2480–2485, Sept. 2013. DOI: 10.1109/ECCE.2013.6647020
- [30] R. Baumschlager, R. Schöb, und J. Schmied, “Bearingless hydrogen blower,” in *Proc. 8th Int. Symp. on Magnetic Bearings (ISMB)*, 2002.
- [31] R. Baumschlager, “Untersuchung magnetgelagerter Ventilatoren für Beatmungsgeräte mit Einweg-Flügelrad,” Dissertation, ETH Zürich, 2004. DOI: 10.3929/ethz-a-004817894
- [32] S. Silber, J. Sloupensky, P. Dirnberger, M. Moravec, W. Amrhein, und M. Reisinger, “High-speed drive for textile rotor spinning applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Band 61, Nr. 6, S. 2990–2997, Juni 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2258308
- [33] H. Bangcheng, Z. Shiqiang, W. Xi, und Y. Qian, “Integral design and analysis of passive magnetic bearing and active radial magnetic bearing for agile satellite application,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 48, Nr. 6, S. 1959–1966, Juni 2012. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2180731
- [34] N. Barletta und R. Schöb, “Design of a bearingless blood pump,” in *Proc. 3rd Int. Symp. on Magnetic Suspension Technology*, 1996.
- [35] M. T. Bartholet, T. Nussbaumer, S. Silber, und J. W. Kolar, “Comparative evaluation of polyphase bearingless slice motors for fluid-handling applications,” *IEEE Transactions on Industry*

- Applications*, Band 45, Nr. 5, S. 1821–1830, Sept. 2009. DOI: 10.1109/TIA.2009.2027366
- [36] 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, S. 172–180, Jan. 2016. DOI: 10.1109/TIA.2015.2466683
- [37] D. Steinert, T. Nussbaumer, und J. W. Kolar, “Topology evaluation of slotless bearingless motors with toroidal windings,” in *Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC-ECCE Asia)*, S. 975–981, Mai 2014. DOI: 10.1109/IPEC.2014.6869705
- [38] T. Nussbaumer, P. Karutz, F. Zürcher, und J. W. Kolar, “Magnetically levitated slice motors—An overview,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 47, Nr. 2, S. 754–766, März 2011. DOI: 10.1109/TIA.2010.2102731
- [39] M. Ooshima, A. Chiba, T. Fukao, und M. A. Rahman, “Design and analysis of permanent magnet-type bearingless motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Band 43, Nr. 2, S. 292–299, April 1996. DOI: 10.1109/41.491353
- [40] W. Gruber, W. Amrhein, T. Stallinger, und H. Grabner, “Bearingless segment motor with buried magnets,” *Journal of System Design and Dynamics*, Band 3, Nr. 5, S. 704–716, 2009. DOI: 10.1299/jsdd.3.704
- [41] G. Bramerdorfer, G. Jungmayr, W. Amrhein, W. Gruber, E. Marth, und M. Reisinger, “Bearingless segment motor with Halbach magnet,” in *Proc. Int. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, S. 1466–1471, Juni 2010. DOI: 10.1109/SPEEDAM.2010.5545118
- [42] P. Karutz, T. Nussbaumer, W. Gruber, und J. W. Kolar, “Novel magnetically levitated two-level motor,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Band 13, Nr. 6, S. 658–668, Dez. 2008. DOI: 10.1109/TMECH.2008.2004344
- [43] W. Gruber, T. Nussbaumer, H. Grabner, und W. Amrhein, “Wide air gap and large-scale bearingless segment motor with six stator elements,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 46, Nr. 6, S. 2438–2441, Juni 2010. DOI: 10.1109/TMAG.2010.2043820
- [44] T. Stallinger, W. Gruber, und W. Amrhein, “Bearingless segment

- motor with a consequent pole rotor,” in *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC)*, S. 1374–1380, Mai 2009. DOI: 10.1109/IEMDC.2009.5075382
- [45] M. Nakagawa, Y. Asano, A. Mizuguchi, A. Chiba, C. X. Xuan, M. Ooshima, M. Takemoto, T. Fukao, O. Ichikawa, und D. G. Dorrell, “Optimization of stator design in a consequent-pole type bearingless motor considering magnetic suspension characteristics,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 42, Nr. 10, S. 3422–3424, Okt. 2006. DOI: 10.1109/TMAG.2006.879500
- [46] H. Sugimoto, K. Kamiya, R. Nakamura, J. Asama, A. Chiba, und T. Fukao, “Design and basic characteristics of multi-consequent-pole bearingless motor with bi-tooth main poles,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 45, Nr. 6, S. 2791–2794, Juni 2009. DOI: 10.1109/TMAG.2009.2018652
- [47] J. Asama, R. Nakamura, H. Sugimoto, und A. Chiba, “Evaluation of magnetic suspension performance in a multi-consequent-pole bearingless motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 47, Nr. 10, S. 4262–4265, Okt. 2011. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2158076
- [48] J. Asama, D. Kanehara, T. Oiwa, und A. Chiba, “Suspension performance of a two-axis actively regulated consequent-pole bearingless motor,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Band 28, Nr. 4, S. 894–901, Dez. 2013. DOI: 10.1109/TEC.2013.2283724
- [49] J. Asama, A. Mouri, T. Oiwa, und A. Chiba, “Suspension force investigation for consequent-pole and surface-mounted permanent magnet bearingless motors with concentrated winding,” in *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC)*, S. 780–785, Mai 2015. DOI: 10.1109/IEMDC.2015.7409148
- [50] T. Schneeberger, T. Nussbaumer, und J. W. Kolar, “Magnetically levitated homopolar hollow-shaft motor,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Band 15, Nr. 1, S. 97–107, Feb. 2010. DOI: 10.1109/TMECH.2009.2018836
- [51] P. Püntener, F. Hoffmann, D. Menzi, D. Steinert, und J. W. Kolar, “Homopolar bearingless slice motor in temple design,” in *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC)*, S. 1–7, Mai 2017. DOI: 10.1109/IEMDC.2017.8002152

- [52] W. Gruber, J. Passenbrunner, G. Bramerdorfer, und W. Amrhein, “Novel bearingless segment motor design with axial magnetized rotor magnets,” in *Proc. 8th Int. Conf. on Power Electronics (ICPE-ECCE Asia)*, S. 2225–2232, Mai 2011. DOI: 10.1109/ICPE.2011.5944431
- [53] S. Silber, W. Amrhein, P. Bösch, R. Schöb, und N. Barletta, “Design aspects of bearingless slice motors,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Band 10, Nr. 6, S. 611–617, Dez. 2005. DOI: 10.1109/TMECH.2005.859813
- [54] N. Barletta, “Der lagerlose Scheibenmotor,” Dissertation, ETH Zürich, 1998. DOI: 10.3929/ethz-a-002006334
- [55] 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, S. 5974–5986, Nov. 2014. DOI: 10.1109/TIE.2014.2311379
- [56] P. Püntener, M. Schuck, D. Steinert, T. Nussbaumer, und J. W. Kolar, “A 150000 rpm bearingless slice motor,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Band 23, Nr. 6, S. 2963–2967, Dez. 2018. DOI: 10.1109/TMECH.2018.2873894
- [57] M. Schuck, A. D. S. Fernandes, D. Steinert, und J. W. Kolar, “A high speed millimeter-scale slotless bearingless slice motor,” in *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC)*, S. 1–7, Mai 2017. DOI: 10.1109/IEMDC.2017.8002210
- [58] D. Steinert, I. Kovacevic-Badstübner, T. Nussbaumer, und J. W. Kolar, “Loss investigation of slotless bearingless disk drives,” in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 4418–4424, Sept. 2015. DOI: 10.1109/ECCE.2015.7310284
- [59] H. Mitterhofer, D. Andessner, und W. Amrhein, “Analytical and experimental loss examination of a high speed bearingless drive,” in *Proc. Int. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, S. 146–151, Juni 2012. DOI: 10.1109/SPEEDAM.2012.6264412
- [60] 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, Juni 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2272281

- [61] E. Göbl, W. Amrhein, und H. Mitterhofer, “Slotless bearingless high speed disk drive designed for speeds beyond 100 krpm,” in *Proc. IEEE 12th Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, S. 1017–1023, Dez. 2017. DOI: 10.1109/PEDS.2017.8289204
- [62] W. Gruber, R. Remplbauer, und E. Göbl, “Design of a novel bearingless permanent magnet Vernier slice motor with external rotor,” in *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC)*, S. 1–6, Mai 2017. DOI: 10.1109/IEMDC.2017.8001861
- [63] B. Warberger, T. Reichert, T. Nussbaumer, und J. W. Kolar, “Design considerations of a bearingless motor for high-purity mixing applications,” in *Proc. Int. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, S. 1454–1459, Juni 2010. DOI: 10.1109/SPEEDAM.2010.5545102
- [64] W. Gruber, S. Silber, W. Amrhein, und T. Nussbaumer, “Design variants of the bearingless segment motor,” in *Proc. Int. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, S. 1448–1453, Juni 2010. DOI: 10.1109/SPEEDAM.2010.5545115
- [65] J. Asama, T. Tatara, T. Oiwa, und A. Chiba, “Suspension performance of a two-DOF actively positioned consequent-pole bearingless motor with a wide magnetic gap,” in *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC)*, S. 786–791, Mai 2015. DOI: 10.1109/IEMDC.2015.7409149
- [66] 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. DOI: 10.1109/TMAG.2009.2024216
- [67] K. Oi, D. Matsushashi, M. Nomura, M. Takemoto, und T. Fukao, “Prototype and characteristics measurement of bearingless motor with wide air gap structure,” in *Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC-ECCE Asia)*, S. 581–586, Juni 2010. DOI: 10.1109/IPEC.2010.5543316
- [68] T. Stallinger, E. Göbl, R. Remplbauer, und W. Gruber, “Performance evaluation of a novel bearingless PM Vernier motor,” in *Proc. IEEE 12th Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, S. 408–413, Dez. 2017. DOI: 10.1109/PEDS.2017.8289262

- [69] C. M. Zingerli, I. Coray, J. Weber, T. Nussbaumer, und J. W. Kolar, "Scaling of magnetically levitated homopolar hollow-shaft machines," in *Proc. IEEE 10th Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, S. 54–59, April 2013. DOI: 10.1109/PEDS.2013.6526988
- [70] H. Sugimoto, S. Yokoyama, und A. Chiba, "Design of a novel disk-shaped single-drive bearingless motor with high torque density," in *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC)*, S. 1–7, Mai 2017. DOI: 10.1109/IEMDC.2017.8002393
- [71] N. Kurita, W. Bauer, G. Jungmayr, W. Gruber, und W. Amrhein, "Analysis and design of a bearingless axial-force/torque motor with flex-PCB windings," in *Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC-ECCE Asia)*, S. 3640–3643, Mai 2018. DOI: 10.23919/IPEC.2018.8507480
- [72] M. Oshima, S. Miyazawa, T. Deido, A. Chiba, F. Nakamura, und T. Fukao, "Characteristics of a permanent magnet type bearingless motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 32, Nr. 2, S. 363–370, März 1996. DOI: 10.1109/28.491485
- [73] T. Yamada, Y. Nakano, J. Asama, A. Chiba, T. Fukao, T. Hoshino, und A. Nakajima, "Outer rotor consequent-pole bearingless motor with improved start-up characteristics," *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 44, Nr. 11, S. 4273–4276, Nov. 2008. DOI: 10.1109/TMAG.2008.2001845
- [74] H. Mitterhofer, B. Mrak, und W. Gruber, "Comparison of high-speed bearingless drive topologies with combined windings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 51, Nr. 3, S. 2116–2122, Mai 2015. DOI: 10.1109/TIA.2014.2369820
- [75] T. Reichert, T. Nussbaumer, W. Gruber, und J. W. Kolar, "Bearingless permanent-magnet motor with 4/12 slot-pole ratio for bioreactor stirring applications," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Band 16, Nr. 3, S. 431–439, Juni 2011. DOI: 10.1109/TMECH.2011.2122340
- [76] K. Raggl, T. Nussbaumer, und J. W. Kolar, "A comparison of separated and combined winding concepts for bearingless centrifugal pumps," *Journal of Power Electronics*, Band 9, Nr. 2, S. 243–258, 2009.

- [77] H. Grabner, S. Silber, und W. Amrhein, “Feedback control of a novel bearingless torque motor using an extended FOC method for PMSMs,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Industrial Technology (ICIT)*, S. 325–330, Feb. 2013. DOI: 10.1109/ICIT.2013.6505693
- [78] K. Raggl, “Integrierte lagerlose Pumpsysteme hoher Leistungsdichte,” Dissertation, ETH Zürich, 2009. DOI: 10.3929/ethz-a-005871679
- [79] T. Reichert, T. Nussbaumer, und J. W. Kolar, “Investigation of exterior rotor bearingless motor topologies for high-quality mixing applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 48, Nr. 6, S. 2206–2216, Nov. 2012. DOI: 10.1109/TIA.2012.2226853
- [80] J. Asama, T. Oi, T. Oiwa, und A. Chiba, “Simple driving method for a 2-DOF controlled bearingless motor using one three-phase inverter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 54, Nr. 5, S. 4365–4376, Sept. 2018. DOI: 10.1109/TIA.2018.2845405
- [81] H. Sugimoto und A. Chiba, “Stability consideration of magnetic suspension in two-axis actively positioned bearingless motor with collocation problem,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 50, Nr. 1, S. 338–345, Jan. 2014. DOI: 10.1109/TIA.2013.2271251
- [82] E. Marth, G. Jungmayr, und W. Amrhein, “Fundamental considerations on introducing damping to passively magnetically stabilized rotor systems,” *Advances in Mechanical Engineering*, Band 8, S. 1–9, 2016. DOI: 10.1177/1687814016682150
- [83] H. Sugimoto, M. Miyoshi, und A. Chiba, “Axial vibration suppression by field flux regulation in two-axis actively positioned permanent magnet bearingless motors with axial position estimation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 54, Nr. 2, S. 1264–1272, März 2018. DOI: 10.1109/TIA.2017.2766038
- [84] B. Klammer, K. Radman, und W. Gruber, “Dampening of axial vibrations in a bearingless flux-switching slice motor by field current regulation,” in *Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC-ECCE Asia)*, S. 3632–3639, Mai 2018. DOI: 10.23919/IPEC.2018.8507414
- [85] H. Mitterhofer, G. Jungmayr, W. Amrhein, und K. Davey, “Coaxial tilt damping coil with additional active actuation capabilities,”

- IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 54, Nr. 6, S. 5879–5887, Nov. 2018. DOI: 10.1109/TIA.2018.2854263
- [86] J. Asama, T. Asami, T. Imakawa, A. Chiba, A. Nakajima, und M. A. Rahman, “Effects of permanent-magnet passive magnetic bearing on a two-axis actively regulated low-speed bearingless motor,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Band 26, Nr. 1, S. 46–54, März 2011. DOI: 10.1109/TEC.2010.2073709
- [87] J.-P. Yonnet, “Permanent magnet bearings and couplings,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 17, Nr. 1, S. 1169–1173, Jan. 1981. DOI: 10.1109/TMAG.1981.1061166
- [88] J.-P. Yonnet, G. Lemarquand, S. Hemmerlin, und E. Olivier-Rulliere, “Stacked structures of passive magnetic bearings,” *Journal of Applied Physics*, Band 70, Nr. 10, S. 6633–6635, 1991. DOI: 10.1063/1.349857
- [89] G. Jungmayr, E. Marth, W. Amrhein, H. Berroth, und F. Jeske, “Analytical stiffness calculation for permanent magnetic bearings with soft magnetic materials,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 50, Nr. 8, S. 1–8, Aug. 2014. DOI: 10.1109/TMAG.2014.2310437
- [90] E. Marth, G. Jungmayr, und W. Amrhein, “A 2-D-based analytical method for calculating permanent magnetic ring bearings with arbitrary magnetization and its application to optimal bearing design,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 50, Nr. 5, S. 1–8, Mai 2014. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2295550
- [91] R. Schöb, “Beiträge zur lagerlosen Asynchronmaschine,” Dissertation, ETH Zürich, 1993. DOI: 10.3929/ethz-a-000926136
- [92] A. Chiba, M. A. Rahman, und T. Fukao, “Radial force in a bearingless reluctance motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 27, Nr. 2, S. 786–790, März 1991. DOI: 10.1109/20.133292
- [93] A. Chiba, K. Kiyota, N. Hoshi, M. Takemoto, und S. Ogasawara, “Development of a rare-earth-free SR motor with high torque density for hybrid vehicles,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Band 30, Nr. 1, S. 175–182, März 2015. DOI: 10.1109/TEC.2014.2343962
- [94] G. Pellegrino, T. M. Jahns, N. Bianchi, W. L. Soong, und F. Cupertino, *The rediscovery of synchronous reluctance and ferrite perma-*

- nent magnet motors: Tutorial course notes.* Springer, 2016. DOI: 10.1007/978-3-319-32202-5
- [95] K. Urase, N. Yabu, K. Kiyota, H. Sugimoto, A. Chiba, M. Takemoto, S. Ogasawara, und N. Hoshi, “Energy efficiency of SR and IPM generators for hybrid electric vehicle,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 51, Nr. 4, S. 2874–2883, Juli 2015. DOI: 10.1109/TIA.2014.2387478
- [96] J. Estima und A. Cardoso, “Super premium synchronous reluctance motor evaluation,” in *Proc. Int. Conf. on Energy Efficiency in Motor Driven Systems (EEMODS)*, S. 213–222, 2013.
- [97] M. Takemoto, H. Suzuki, A. Chiba, T. Fukao, und M. A. Rahman, “Improved analysis of a bearingless switched reluctance motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 37, Nr. 1, S. 26–34, Jan. 2001. DOI: 10.1109/28.903123
- [98] M. Takemoto, K. Yoshida, N. Itasaka, Y. Tanaka, A. Chiba, und T. Fukao, “Synchronous reluctance type bearingless motors with multi-flux barriers,” in *Proc. Power Conversion Conf. (PCC)*, S. 1559–1564, April 2007. DOI: 10.1109/PCCON.2007.373171
- [99] D. Suzuki und T. Oiwa, “Development of a homo-polar bearingless motor with concentrated winding for high speed applications,” in *Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC-ECCE Asia)*, S. 157–160, Mai 2018. DOI: 10.23919/IPEC.2018.8507721
- [100] J. Rao, W. Hijikata, und T. Shinshi, “A bearingless motor utilizing a permanent magnet free structure for disposable centrifugal blood pumps,” *Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing*, Band 9, Nr. 3, 2015. DOI: 10.1299/jamdsm.2015jamdsm0046
- [101] W. Gruber, “Bearingless slice motors: General overview and the special case of novel magnet-free rotors,” in *Proc. 9th GMM/ETG Symp. on Innovative Small Drives and Micro-Motor Systems*, S. 1–6, Sept. 2013.
- [102] W. Gruber, W. Briewasser, M. Rothböck, und R. T. Schöb, “Bearingless slice motor concepts without permanent magnets in the rotor,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Industrial Technology (ICIT)*, S. 259–265, Feb. 2013. DOI: 10.1109/ICIT.2013.6505682

- [103] K. T. Chau, *Stator-permanent magnet motor drives*. Wiley-IEEE Press, 2015, S. 147–194. DOI: 10.1002/9781118752555.ch6
- [104] K. Radman, N. Bulić, und W. Gruber, “Performance evaluation of a bearingless flux-switching slice motor,” in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 3811–3818, Sept. 2014. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6953919
- [105] W. Gruber, W. Briewasser, und W. Amrhein, “Novel bearingless slice motor design with four concentrated coils featuring a unique operational behavior,” in *Proc. 14th European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)*, S. 1–10, Aug. 2011.
- [106] W. Gruber, W. Bauer, und K. Radman, “Comparison of homopolar and heteropolar bearingless reluctance slice motor prototypes,” *Proc. of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, Band 231, Nr. 5, S. 339–347, 2017. DOI: 10.1177/0959651816642100
- [107] W. Gruber, M. Rothböck, und R. T. Schöb, “Design of a novel homopolar bearingless slice motor with reluctance rotor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 51, Nr. 2, S. 1456–1464, März 2015. DOI: 10.1109/TIA.2014.2341739
- [108] M. Noh, W. Gruber, und D. L. Trumper, “Hysteresis bearingless slice motors with homopolar flux-biasing,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Band 22, Nr. 5, S. 2308–2318, Okt. 2017. DOI: 10.1109/TMECH.2017.2740429
- [109] M. Noh, W. Gruber, J. Speakman, M. J. Gartner, und D. L. Trumper, “Homopolar bearingless slice motors driving reluctance rotors,” in *Proc. 16th Int. Symp. on Magnetic Bearings (ISMB)*, 2018.
- [110] T. Shinshi, R. Yamamoto, Y. Nagira, und J. Asama, “A bearingless slice motor with a solid iron rotor for disposable centrifugal blood pump,” in *Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC-ECCE Asia)*, S. 4016–4019, Mai 2018. DOI: 10.23919/IPEC.2018.8507475
- [111] H. Wang, J. Bao, B. Xue, und J. Liu, “Control of suspending force in novel permanent-magnet-biased bearingless switched reluctance motor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Band 62, Nr. 7, S. 4298–4306, Juli 2015. DOI: 10.1109/TIE.2014.2387799
- [112] W. Hijikata, T. Mamiya, T. Shinshi, und S. Takatani, “A cost-effective extracorporeal magnetically-levitated centrifugal blood

- pump employing a disposable magnet-free impeller,” *Proc. of the Institution of Mechanical Engineers, Part H: Journal of Engineering in Medicine*, Band 225, Nr. 12, S. 1149–1157, 2011. DOI: 10.1177/09544119111422842
- [113] T. Reichert, “The bearingless mixer in exterior rotor construction,” Dissertation, ETH Zürich, 2012. DOI: 10.3929/ethz-a-007630320
- [114] W. Hua, M. Cheng, Z. Q. Zhu, und D. Howe, “Analysis and optimization of back EMF waveform of a flux-switching permanent magnet motor,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Band 23, Nr. 3, S. 727–733, Sept. 2008. DOI: 10.1109/TEC.2008.918612
- [115] J. T. Chen und Z. Q. Zhu, “Comparison of all- and alternate-poles-wound flux-switching PM machines having different stator and rotor pole numbers,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 46, Nr. 4, S. 1406–1415, Juli 2010. DOI: 10.1109/TIA.2010.2049812
- [116] Y. Zhou, T. Zhong, und M. Chen, “Research on the rotor suspension force of bearingless flux-switching machine,” in *Proc. 18th Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, S. 1395–1401, Okt. 2015. DOI: 10.1109/ICEMS.2015.7385257
- [117] C. Zhao, H. Zhu, Y. Du, J. Ju, und Y. Qin, “A novel bearingless flux-switching permanent magnet motor,” in *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. (VPPC)*, S. 1–5, Okt. 2016. DOI: 10.1109/VPPC.2016.7791580
- [118] T. Ni, X. Wang, Q. Ding, Y. Wang, und Z. Deng, “Novel structure of bearingless flux-switching motor for improvement of levitation force characteristics,” in *Proc. IEEE 8th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (IPEMC-ECCE Asia)*, S. 1929–1933, Mai 2016. DOI: 10.1109/IPEMC.2016.7512590
- [119] K. Radman, N. Bulić, und W. Gruber, “Geometry optimization of a bearingless flux-switching slice motor,” in *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC)*, S. 1695–1701, Mai 2015. DOI: 10.1109/IEMDC.2015.7409292
- [120] E. Sulaiman, T. Kosaka, und N. Matsui, “High power density design of 6-slot 8-pole hybrid excitation flux switching machine for hybrid electric vehicles,” *IEEE Transactions on*

- Magnetics*, Band 47, Nr. 10, S. 4453–4456, Okt. 2011. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2140315
- [121] D. Bobba, Y. Li, und B. Sarlioglu, “Harmonic analysis of low-stator-slot and rotor-pole combination FSPM machine topology for high speed,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 51, Nr. 11, S. 1–4, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2446414
- [122] Y. Li, D. Bobba, und B. Sarlioglu, “Design and performance characterization of a novel low-pole dual-stator flux-switching permanent magnet machine for traction application,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 52, Nr. 5, S. 4304–4314, Sept. 2016. DOI: 10.1109/TIA.2016.2558160
- [123] H. Li und H. Zhu, “Design of bearingless flux-switching permanent-magnet motor,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, Band 26, Nr. 4, S. 1–5, Juni 2016. DOI: 10.1109/TASC.2016.2524681
- [124] A. Lindner und I. Hahn, “Design of an E-core flux-switching permanent magnet machine with large air-gap,” in *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC)*, S. 1580–1585, Mai 2015. DOI: 10.1109/IEMDC.2015.7409274
- [125] V. Mukherjee, J. Pippuri, S. E. Saarakkala, A. Belahcen, M. Hinkkanen, und K. Tammi, “Finite element analysis for bearingless operation of a multi flux barrier synchronous reluctance motor,” in *Proc. 18th Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, S. 688–691, Okt. 2015. DOI: 10.1109/ICEMS.2015.7385122
- [126] S. E. Saarakkala, M. Sokolov, V. Mukherjee, J. Pippuri, K. Tammi, A. Belahcen, M. Hinkkanen *u.a.*, “Flux-linkage model including cross-saturation for a bearingless synchronous reluctance motor,” in *Proc. 15th Int. Symp. on Magnetic Bearings (ISMB)*, 2016.
- [127] H. Ding, H. Zhu, und Y. Hua, “Optimization design of bearingless synchronous reluctance motor,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, Band 28, Nr. 3, April 2018. DOI: 10.1109/TASC.2018.2793192
- [128] X. Diao, H. Zhu, Y. Qin, und Y. Hua, “Torque ripple minimization for bearingless synchronous reluctance motor,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, Band 28, Nr. 3, April 2018. DOI: 10.1109/TASC.2018.2798632

- [129] A. Belahcen, V. Mukherjee, F. Martin, und P. Rasilo, “Computation of hysteresis torque and losses in a bearingless synchronous reluctance machine,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 54, Nr. 3, März 2018. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2765080
- [130] M. Neff, “Magnetgelagertes Pumpsystem für die Halbleiterfertigung,” Dissertation, ETH Zürich, 2003. DOI: 10.3929/ethz-a-004629807
- [131] P. N. Bösch, “Lagerlose Scheibenläufermotoren höherer Leistung,” Dissertation, ETH Zürich, 2004. DOI: 10.3929/ethz-a-004779530
- [132] J. Asama, T. Oiwa, T. Shinshi, und A. Chiba, “Experimental evaluation for core loss reduction of a consequent-pole bearingless disk motor using soft magnetic composites,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Band 33, Nr. 1, S. 324–332, März 2018. DOI: 10.1109/TEC.2017.2738674

Lebenslauf

Personalien

Name	Thomas Holenstein
Geburtsdatum	13. Juni 1984
Geburtsort	St. Gallen
Eltern	Annegret und Leo Holenstein
Familienstand	verheiratet mit Seraina Holenstein-Büchler Eltern von Andrin (2017) und Yannis (2019)

Ausbildung und Studium

02/2015 – 11/2019	Doktorat am Power Electronic Systems Laboratory bei Prof. Dr. J. W. Kolar, ETH Zürich
10/2004 – 12/2009	Bachelor und Master of Science in Elektrotechnik und Informationstechnologie, Vertiefung in Elektrische Energiesysteme und Mechatronik, ETH Zürich
08/1999 – 09/2003	Matura Typus Angewandte Mathematik und Physik, Kantonsschule am Burggraben, St. Gallen

Berufstätigkeit

seit 01/2015	Senior Engineer Forschung und Entwicklung, Levitronix GmbH, Zürich
01/2010 – 12/2014	Entwicklungsingenieur für lagerlose Antriebssysteme, Levitronix GmbH, Zürich
09/2008 – 12/2008	Industriepraktikum, Trumpf Maschinen AG, Baar
02/2007 – 10/2007	Industriepraktikum, Bühler AG, Uzwil