

Diss. ETH Nr. 19763

Ultrakompakter Antrieb mit radial und axial kombiniertem Magnetlager

ABHANDLUNG
zur Erlangung des Titels

DOKTOR DER WISSENSCHAFTEN

der

ETH ZÜRICH

vorgelegt von

PHILIPP IMOBERDORF

Dipl. El.-Ing. EPFL
geboren am 21. September 1981
von Brig, Münster und Ulrichen (VS)

Angenommen auf Antrag von

Prof. Dr. J. W. Kolar, Referent
Prof. Dr. J. Ertl, Korreferent

2011

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Assistent und Doktorand an der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik an der ETH Zürich.

Einen besonders herzlichen Dank möchte ich meinem Doktorvater Prof. Dr. Johann W. Kolar aussprechen. Sein entgegengebrachtes Vertrauen und sein wissenschaftlicher Enthusiasmus ermöglichten ein erfolgreiches Gelingen dieser Arbeit und die Teilhabe an der Welt der Wissenschaft. In gleichem Masse gilt mein Dank Herrn Prof. Dr. Johann Ertl für die freundliche Übernahme des Korreferats.

Für die vielen fachlichen Diskussionen, die gemeinsame Zeit am Versuchsaufbau und die Durchsicht meiner Arbeit möchte ich mich auch bei Herrn Dr. Thomas Nussbaumer und Herrn Dr. Thomas Schneeberger von der Firma Levitronix GmbH herzlich bedanken. Ihre Unterstützung war für mich sehr wertvoll.

Eine angenehme und bereichernde Zusammenarbeit durfte ich auch mit Herrn Dr. Philipp Bühler der Firma Mecos Traxler AG erfahren. Er stand mir insbesondere im Bereich der Positionssensorik jederzeit mit Rat zur Seite.

Nicht vergessen möchte ich auch all meine Kollegen vom PES. Der Austausch von Erfahrungen, aber auch die vielen schönen Momente und Erlebnisse ausserhalb des Laborlebens sind fest mit meiner Doktoratszeit am PES verbunden.

VORWORT

Den Mitdoktoranden Franz, Thomas und Claudius von der Technopark Gruppe und meinem Bürokollegen Bernhard danke ich herzlichst für das angenehme Arbeitsklima und die immer hilfreiche Unterstützung.

Ebenso einen grossen Dank verdienen alle Mitarbeiter der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik. Die unkomplizierte Hilfe von Peter Seitz bei der Fertigung von Elektronikarbeiten, die reibungslose Materialverwaltung von Peter Albrecht und das bestens organisierte Sekretariat sorgten für eine vorbildliche Arbeitsinfrastruktur.

Für ihre Beiträge an diese Arbeit, möchte ich mich auch bei all meinen Semester- und Diplomarbeitstudenten für ihren grossen Einsatz bedanken.

Ein spezieller Dank gilt meinen lieben Eltern und meinem Bruder Alain für die Unterstützung und den liebevollen Rückhalt während meiner gesamten Studienzzeit.

Schliesslich bedanke ich mich ganz herzlich bei Steffi für ihre moralische Unterstützung, die orthographische Durchsicht der Arbeit und die wundervollen gemeinsamen Momente und Erlebnisse, welche wir als Ausgleich in den Bergen, im Wallis, in Zürich aber auch in Holland erleben durften.

Zürich, 2011

Philipp Imoberdorf



Inhaltsverzeichnis

Vorwort	3
Kurzfassung	9
Abstract	11
Symbolverzeichnis	13
1 Einleitung	17
1.1 Motivation	18
1.2 Überblick	20
2 Grundlagen	23
2.1 Geschichte der Magnetlager	23
2.2 Eigenschaften von Magnetlagern	26
2.3 Anwendungen von Magnetlagern	30
2.4 Funktionsprinzip von Magnetlagern	34
2.4.1 Grundlagen Permanentmagnetberechnung	34
2.4.2 Kraftberechnung in Magnetkreisen	40
2.4.3 Verluste in Magnetlagern	46
2.4.4 Homopolare und Heteropolare Magnetlager	49

3	Aufbau des Systems	53
3.1	Übersicht des Aufbaus	53
3.2	Antrieb	54
3.3	Aufbau des Lagers	55
3.3.1	Radial und axial kombiniertes Magnetlager	56
3.3.2	Axiallager	57
3.3.3	Radiallager	58
3.3.4	Steifigkeiten der Magnetlager	59
3.4	Positionssensorik	61
3.4.1	Begriffe Sensorik	62
3.4.2	Messprinzipien für die Positionsbestimmung	63
3.4.3	Ausgewählte Positionssensorik	65
4	Analytische Modellierung des Magnetlagers	77
4.1	Analytisches Modell	77
4.1.1	Modellierung eines Magnetkreises	77
4.1.2	Verifikation mittels 3D-FEM Simulationen	83
4.2	Nichtidealitäten des Axiallagers	87
4.3	Effekte einer Rotorauslenkung	88
4.4	Diskussion und Designrichtlinien	92
4.4.1	Entkopplung	92
4.4.2	Linearität der Kraft-Strom-Relation	96
5	Regelungstechnische Analyse	103
5.1	Beschreibung der Regelstrecke	103
5.1.1	Stromregelung	104
5.1.2	Positionsregelung	105
5.2	Umsetzung der Regelung in Matlab-Simulink	109
5.2.1	Implementierung	109
5.2.2	Simulationsergebnisse	112

6	Prototyp und Messungen	117
6.1	Laborprüfstand	117
6.1.1	Rotor	119
6.1.2	Lagerwicklungen	120
6.1.3	Ansteuerelektronik	121
6.1.4	Prototyp	121
6.2	Messresultate	123
6.2.1	Lagerparameter	123
6.2.2	Dynamisches Verhalten des Magnetlagers	125
7	Zusammenfassung und Ausblick	131
7.1	Zusammenfassung	131
7.2	Ausblick	132
	Literaturverzeichnis	135
	Publikationen	143
	Studienarbeiten	144
	Abbildungsverzeichnis	145
	Tabellenverzeichnis	149
	Lebenslauf	151

Kurzfassung

Der in Industrie und Forschung beobachtbare Trend zu immer höheren Drehzahlen bei hochkompakten Antriebssystemen stellt auch hohe Anforderungen an die Lagerung der rotierenden Welle. Der Einsatz solcher hochdrehender Antriebe ist beispielsweise bei den Bohrern für die Durchkontaktierungen mehrlagiger Leiterplatten möglich. Weitere Anwendungen finden sich im Bereich der Turbomaschinen, wie beispielsweise bei Kompressoren für Brennstoffzellen, Wärmepumpen, Heizungen, Klimaanlage oder Lüftungen. Auch die Umkehrung des Kompressors, also die Energiegewinnung durch ein sich ausdehnendes Gas, ist ein mögliches Anwendungsgebiet hochdrehender Antriebe. Diese hohen Drehzahlen führen bei herkömmlichen, mechanischen Lagerarten jedoch zu grossen thermischen Verlusten. Auch der Einsatz unter (Teil-)Vakuum ist mit konventionellen Kugellagern aufgrund der benötigten Schmiermittel nicht möglich. Mittels einer berührungsfreien Magnetlagerung lassen sich diese Reibungsverluste und die dabei entstehende Wärme vermeiden.

Der grosse Vorteil von hochdrehenden Antrieben ist die damit verbundene Möglichkeit einer sehr kompakten Maschinenauslegung. Dieser durch Geschwindigkeit gewonnene Vorteil soll durch die Verwendung von aktiven Magnetlagern so wenig wie möglich gemindert werden. Darum wird in dieser Arbeit ein kompaktes, platzsparendes, radial und axial kombiniertes Magnetlager untersucht. Das bedeutet, dass die einzelnen Lagerachsen nicht durch einzelne magnetische Kreise aufgebaut werden, sondern dass versucht wird, durch einen gemeinsam genutzten magnetischen Pfad den Material- und Volumenbedarf zu minimieren. Durch geeignete Platzierung und Magnetisierung eines Permanentmagneten können die einzelnen Achsen gleichzeitig mit einer Vormagnetisierung durchflu-

tet werden. Diese Vormagnetisierung erlaubt es, die Lagerwicklungen der drei Achsen kleiner zu dimensionieren. Dadurch, dass diese Vormagnetisierung in allen Achsen einen homopolaren Fluss entwickelt, werden auch die rotationsbedingten Eisenverluste in der Welle gemindert.

Durch die Nutzung eines gemeinsamen Eisenkreises für alle drei Achsen ist jedoch darauf zu achten, dass die einzelnen Achsen möglichst unabhängig bleiben und nicht stark miteinander verkoppelt sind. Mit Hilfe eines analytischen Ersatzschaltbildes des Magnetlagereisenkreises werden die Einflüsse verschiedener geometrischer Parameter untersucht. Es kann gezeigt werden, dass die Kopplung der verschiedenen Achsen durch eine geeignete Dimensionierung des Luftspaltes und des Magnetringes minimiert werden kann. Weiter wird ersichtlich, dass bei zu kleinen Luftspalten und zu kleiner Vormagnetisierung die Kraft–Strom–Relation des Magnetlagers stark nichtlinear wird.

Ein wichtiger Bestandteil eines aktiven Magnetlagers ist die Positionsmessung des Rotors. Erst mit der genauen Kenntnis der Rotorposition kann der Regler die rotierende Welle stabilisieren. Die hierfür ausgewählten Sensoren sind für die radiale Positionserfassung direkt auf einer Leiterplatte gefertigt. Dies erlaubt einerseits eine sehr kleine Bauform und andererseits die Integration der Auswerteelektronik auf dem Sensor selber.

Im Rahmen der Arbeit ist ein Funktionsmuster des Antriebssystems mit der aktiven Magnetlagerung aufgebaut und in Betrieb genommen worden. In ersten Versuchen konnte der Rotor bis auf Drehzahlen von 120'000 U/min beschleunigt und stabilisiert werden.

Abstract

Over the last few years, industry and research has had an increasing need for high-speed and high-power-density drives, and the trend to more compact and higher speed drives continues. A key technology for all high-speed rotating machinery is the bearing system.

A possible application of such high-speed drives is for instance the PCB drilling industry. There the trend is to produce smaller diameter holes and in order to attain the same productivity as today, the drilling machines have to rotate at much higher speeds. Other possible applications can be found in the turbomachinery systems, such as turbocompressors for fuel cells, heat pumps, ventilation or air conditioning units. Also the reversal of the compressor, the generation of electrical energy from pressurized gas, is a possible application of high-speed drives. The use of conventional bearing systems, such as ball bearings, and the high rotational speed lead to high friction losses. Also the possibility to run the system under (partial) vacuum conditions is not given, since the needed bearing lubricants would evaporate. With a contact-free active magnetic bearing, the friction losses and corresponding heat, can be avoided.

With a higher rotational speed, the power density of high-speed drive systems is increasing. This advantage gained by the high rotational speed should be reduced as less as possible by using active magnetic bearings. Therefore, a compact active magnetic bearing combining the radial and axial bearing in one unit is evaluated. This means, that the different bearing axes do not consist of individual magnetic circuits. Instead a commonly used magnetic path should help to minimize the need in material and volume. Due to a selective positioning and magnetization of

ABSTRACT

a permanent magnet, a common bias flux can be created for all the individual bearing axes. Using a bias flux in magnetic bearings allows the utilization of smaller bearing windings. Further, the homopolar bias flux allows to reduce the high-frequency iron losses in the rotor.

With the design of a combined radial-axial magnetic bearing it is important to take care of the coupling of the different axes. The individual axes should be as independent as possible from each other. With an analytical equivalent circuit of the magnetic bearing the influences of different geometric parameters can be analyzed. It can be shown, that the coupling of the individual axes can be minimized by a proper dimensioning of the air gaps and the permanent magnet. Further, there is evidence, that too small air gaps and a too weak biasing lead to a nonlinear force-current-relation for the magnetic bearing. This should be avoided in order to keep the control effort low.

Another important part in an active magnetic bearing is the measurement of the rotor position. Only the knowledge of the exact rotor position allows the position controller to stabilize the rotating shaft. The chosen sensor type for the radial position detection is directly implemented on a PCB board. This allows a very small construction and the sensor electronics can be directly integrated on the sensor board itself.

The feasibility of a combined radial-axial magnetic bearing is demonstrated on a pilot setup. First experimental tests allowed the acceleration and stable levitation of the rotor up to 120'000 rpm rotational speed.

Symbolverzeichnis

Formelzeichen – lateinisch

A	Querschnittsfläche	m^2
B	magnetische Flussdichte (magn. Induktion)	T
B_r	Remanenzflussdichte	T
B_{sat}	Sättigungsflussdichte	T
e	Regelfehler	
E	Elektrische Feldstärke	V/m
f	Frequenz	1/s
F	Kraft	N
g	Erdbeschleunigung, $g = 9.81 \text{ m/s}^2$	m/s^2
G	Übertragungsfunktion	
G_{AMB}	Übertragungsfunktion des Magnetlagersystems	
G_{ML}	Übertragungsfunktion der Magnetlagerstrecke	
G_{Pos}	Übertragungsfunktion des Positionssensors	
G_{R}	Übertragungsfunktion des Reglers	
G_{S}	Übertragungsfunktion des Stromreglers	
G_{Str}	Übertragungsfunktion des Stromsensors	
G_{w}	Übertragungsfunktion der Lagerspule	
H	magnetische Feldstärke	A/m
H_c	Koerzitivfeldstärke	A/m
i	Strom (Zeitwert)	A
I	Strom (Effektivwert)	A
j	imaginäre Einheit	1
J	Stromdichte	A/m^2
J	Trägheitsmoment	kgm^2
k_f	Füllfaktor	
k_i	Kraft–Strom Konstante	N/A

SYMBOLVERZEICHNIS

k_r	Radiale Steifigkeit	N/mm
k_z	Axiale Steifigkeit	N/mm
K_P	Proportionalanteil des Reglers	1
K_I	Integralanteil des Reglers	1
K_D	Differentialanteil des Reglers	1
l	Länge	m
L	Induktivität	H
m	Masse	kg
M	Gegeninduktivität	H
n	Drehzahl	1/s
N	Windungszahl	1
P	Wirkleistung	W
r	Radius	m
R	elektrischer Widerstand	Ω
R_m	magnetischer Widerstand	1/H
s	Laplace-Operator	1/s
T_1	Verzögerungszeitkonstante	s
t	Zeit	s
$t_{r,el}$	elektrische Anstiegszeit	s
U	Spannung	V
V	Volumen	m ³
W	Energie	J
x	Positionskoordinate	m
y	Positionskoordinate	m
z	Positionskoordinate	m

Formelzeichen – griechisch

δ	Luftspaltlänge	m
Θ	Durchflutung	AW
μ	magnetische Permeabilität	H/m
μ_0	magnetische Feldkonstante	H/m
μ_r	Permeabilitätszahl	1
π	Kreiszahl	1
ρ	spezifischer elektrischer Widerstand	Ωm
τ	Zeitkonstante	s
Φ	magnetischer Fluss	Wb
ω	Kreisfrequenz	rad/s

Indizes

0	Nominal-, Bezugs-, Arbeitspunktwert
δ	den Luftspalt betreffend
ax	axial
c	Kontrollgrösse
Cu	Kupfer
eq	äquivalent
exc	Erregergrösse
Fe	Eisen
Hys	Hysterese
ind	induziert
ist	Ist-Grösse
Kop	Kopplungsgrösse
L	Induktivität
LRS	Lagerrückschluss
LS	Lagerstator
Luft	Luft(-reibung) betreffend
mech	mechanisch
max	Maximalwert
min	Minimalwert
Mx	ein beliebiges Material betreffend
par	parasitär
PM	den Permanentmagneten betreffend
R	elektrischer Widerstand
R	Rotorgrösse
rad	Radial
Res	Resonanz
RP	Rotorplombe
soll	Soll-Grösse
tot	total
x	x -Achse betreffend
$x+$, $x-$	den Luftspalt der pos. bzw. neg. x -Achse betreffend
y	y -Achse betreffend
$y+$, $y-$	den Luftspalt der pos. bzw. neg. y -Achse betreffend
z	z -Achse betreffend
$z+$, $z-$	den Luftspalt der pos. bzw. neg. z -Achse betreffend
w	Lagerwicklung
Ws	Wirbelstrom

Abkürzungen

A/D	analog–digital
AW	Ampère–Windungen
D/A	digital–analog
DSP	Digitaler Signalprozessor
FDM	Finite Differenzen Methode
FEM	Finite Elemente Methode
P	Proportional–Regler
PEEC	Partial Element Equivalent Circuit Methode
PI	Proportional–Integral–Regler
PID	Proportional–Integral–Differential–Regler
PIDT ₁	PID–Regler mit Tiefpassverhalten des D–Anteils
PM	Permanentmagnet
PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
SmCo	Samarium–Cobalt

Konventionen

\vec{F}	Vektor
\underline{U}	Komplexe Grösse
\mathbf{A}	Matrix
U	Betrag, Effektivwert
\hat{B}	Spitzenwert, Amplitude

Kapitel 1

Einleitung

Lager haben die Aufgabe einen beweglichen Körper an einem fixen Gegenstück zu führen und zu stützen. Herkömmliche Lager (Wälz- und Gleitlager) funktionieren mit festen, flüssigen oder gasförmigen Schmierstoffen an der Kontaktfläche zwischen dem fixen und dem beweglichen Lagerteil. In sogenannten Feldkraftlagern werden die Lagerkräfte durch elektrische oder magnetische Felder erzeugt und arbeiten daher berührungslos und ohne Kontaktmedium. Solche Lager finden ihre Anwendung in Aufbauten, wo andere Lager aufgrund von Schmiermittelproblemen an ihre Grenzen stossen. Bei hohen Umgebungstemperaturen sowie durch Reibungswärme am Lagerspalt kann der Schmierstoff in schnell drehenden Systemen überhitzt werden, was zum Ausfall des Lagers führt. Bei tiefen Temperaturen können flüssige Schmierstoffe zäh und dadurch unbrauchbar werden. Die Verwendung von Schmierstoffen kann aber auch aufgrund einer physikalisch-chemischen Unverträglichkeit bei bestimmten Anwendungen unerwünscht sein, z.B. in der Vakuum-, Reinraum-, Chemie-, Nahrungsmittel- und Medizinaltechnik.

Für berührungslose Lager entfallen diese Nachteile. Sie haben keinen Abrieb, was für staubfreie Umgebungen wichtig ist, die Wartung des Lagers wird weniger aufwändig, da die Abnutzung des Lagers gering ist, und berührungslose Lager minimieren des Weiteren die Reibungsverluste. Bei aktiven Magnetlagern ergibt sich zusätzlich noch die Möglichkeit, die Dämpfung und Steifigkeit des Lagers während dem Betrieb zu ändern.

Magnetlager werden seit mehr als 100 Jahren im Maschinen- und Apparatebau anstelle herkömmlicher Lagertypen eingesetzt. Anwendung finden Magnetlager beispielsweise in modernen Zentrifugen zur Urananreicherung, in hochpräzisen Instrumenten in der Raumfahrt und bei Satelliten, zur verlustarmen Lagerung von Schwungrädern, magnetgelagerten Spindeln für Hochgeschwindigkeitsfräsen, bei der Prozessierung von Siliziumwafern, in Pumpsystemen in der Medizinaltechnik und natürlich bei den Magnetschwebbahnen.

1.1 Motivation

Die Nachfrage der Industrie für hochdrehende Antriebe hoher Leistungsdichte ist in den vergangenen Jahren kontinuierlich gestiegen und der Trend zu noch kompakteren Antrieben mit noch höheren Drehgeschwindigkeiten ist immer noch ungebrochen [1]. Ein Beispiel hierfür ist die Herstellung von Leiterplatten. Im Zuge der fortschreitenden Miniaturisierung von Elektronikaufbauten werden auf den Leiterplatten die Leiterbahnen immer schmaler, die Abstände zwischen den Bauelementen immer kleiner und die, vor allem bei mehrlagigen Leiterplatten, notwendigen Durchkontaktierungen immer kleiner im Durchmesser. Um die Produktivität bei der Fertigung auf dem heutigen Niveau halten zu können, müssen die Bohrer mit sehr viel höheren Umfangsgeschwindigkeiten, d.h. sehr viel höheren Drehzahlen laufen ($>300'000$ U/min).

Bei Turbokompressoren ist der Trend hin zu kompakteren Abmessungen und hoher Effizienz bei kleineren Leistungen, was aufgrund der Skalierungsgesetze von Turbomaschinen ebenfalls zu höheren Nenndrehzahlen führt [2, 3]. Anwendungen hochdrehender Antriebe bei Turbomaschinen finden sich beispielsweise bei Kompressoren für Brennstoffzellen, Wärmepumpen, Heizungen, Klimaanlage oder Lüftungen sowohl in der Raumfahrt als auch in der Automobilindustrie. Eine weitere interessante Anwendung ist die Umkehrung des Kompressors, d.h. die elektrische Energiegewinnung durch ein sich ausdehnendes Gas, wie es in [4] beschrieben wird. Des Weiteren wurden Mikrogasturbinen mit Leistungen von einigen Hundert Watt für tragbare Energiesysteme untersucht [5].

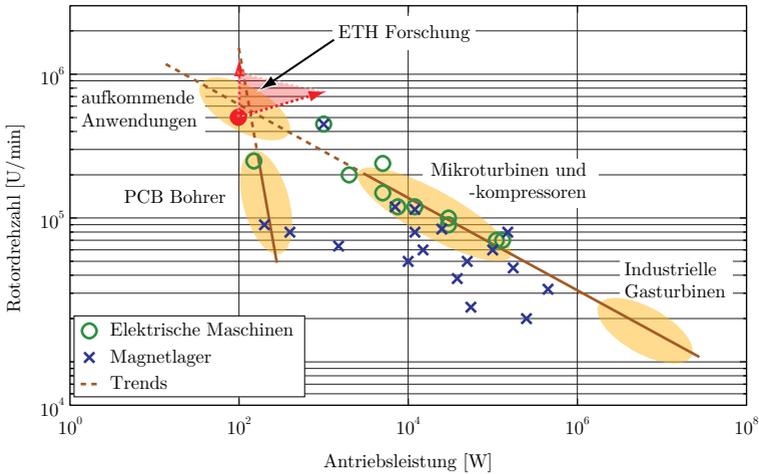


Abb. 1.1: Übersicht über verschiedene Anwendungsgebiete von hochdrehenden Antriebssystemen und Magnetlagern.

Lagerung hochdrehender Antriebe

Bei hochdrehenden Antrieben ist die Wahl der Rotorlagerung ein entscheidender Punkt. Bedingt durch die hohen Drehzahlen kann das Antriebssystem für gleichbleibende Leistung wesentlich kompakter konzipiert werden. Aus dieser Sichtweise bietet sich der Einsatz von Kugellagern zur Stabilisierung der Rotorwelle an. Es konnte auch schon gezeigt werden, dass diese Kombination sehr gut funktioniert [1]. Der Nachteil bei den Kugellagern liegt jedoch in der hohen Reibungswärme, welche die Lebensdauer der Kugellager reduzieren und diese schlussendlich zerstören. In anderen Arbeiten wird auch der Einsatz von verschiedenen Gleitlagern, namentlich Luftlagern, untersucht [6].

Ziel dieser Arbeit ist es, die Reibungsverluste durch eine berührungsfreie Lagerung des Rotors mittels Magnetkräften zu vermeiden. Wie in der Klassifikation der Lager in Abbildung 1.2 zu sehen ist, bleibt selbst unter den Magnetlagern noch eine breite Auswahl. Die supraleitenden Magnetlager [7] fallen angesichts des grossen Kühlaufwandes ausser Betracht. Bei den passiven Magnetlagern kommen keine steuerbaren Elektromagnete zum Einsatz. Dadurch wird auf den Vorteil verzichtet, auf Störungen und interne Dynamiken reagieren zu können. Die Wahl

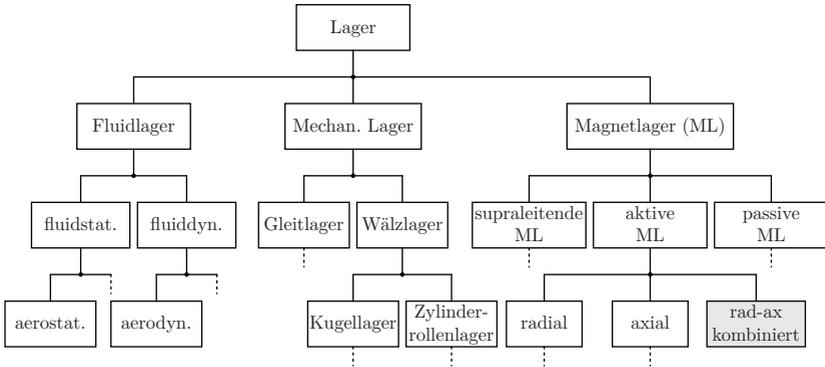


Abb. 1.2: Klassifikation verschiedener Lagerarten. Für den gewählten Aufbau wird ein radial-axial kombiniertes aktives Magnetlager eingesetzt.

für dieses Forschungsprojekt fällt deshalb auf den Einsatz von aktiven Magnetlagern für die Lagerung des Rotors in allen drei Achsen. Dies erlaubt die Anpassung der Lagerkräfte und Lagersteifigkeiten während des Betriebs. Die hierfür benötigten Elektromagnete führen jedoch nicht unbedingt zur kompaktesten Lösung der Lagerproblematik. Deshalb wird in dieser Arbeit ein Lager untersucht, welches die Lagerung sowohl der radialen als auch der axialen Achse in einer Einheit kombiniert und dadurch weniger platzintensiv ist und trotzdem die Vorteile aktiver Magnetlager mitbringt.

1.2 Überblick

Das **Kapitel 2** zeigt zuerst einen kurzen Überblick über die Geschichte, Eigenschaften und Anwendungen von Magnetlagern. Weiter wird das grundsätzliche Funktionsprinzip von Magnetlagern und deren Krafterzeugung erklärt.

In **Kapitel 3** werden die einzelnen Komponenten des Magnetlagersystems beschrieben. Zuerst wird der Antrieb kurz beschrieben und dann wird weiter auf die einzelnen Lagerkomponenten eingegangen. Neben der

Funktionsweise des Axial- und des Radiallagers wird auch die verwendete Positionsmessung vorgestellt.

Das **Kapitel 4** widmet sich der analytischen Modellierung des radial und axial kombinierten Magnetlagers. Zuerst wird beschrieben wie der Magnetkreis als Ersatzschaltbild dargestellt werden kann. Mit Hilfe dieses Modells wird dann untersucht wie die einzelnen Achsen miteinander interagieren und wie diese Nichtidealitäten minimiert werden können.

In **Kapitel 5** wird das regelungstechnische Modell des Magnetlagers beschrieben und analysiert. Es wird auch gezeigt, wie dieses Modell in der Matlab–Simulink Umgebung umgesetzt wurde.

In **Kapitel 6** wird schliesslich der Versuchsaufbau vorgestellt. Weiters werden die wichtigsten Messungen am System dargelegt.

Den Schluss bildet in **Kapitel 7** die Zusammenfassung der wichtigsten Ergebnisse dieser Arbeit und ein Ausblick auf zukünftig mögliche Forschungen.

Kapitel 2

Grundlagen der Magnetlagertechnik

2.1 Kurzer geschichtlicher Rückblick

Schon seit vielen Jahrzehnten sind Ingenieure und Wissenschaftler fasziniert von der Möglichkeit, Maschinen und Maschinenkomponenten berührungsfrei, stabil und mit hoher Präzision schwebend zu lagern. Im Jahre 1939 weitete Werner Braunkopf die Aussage des Earnshaw-Theorems [8] auf elektrische und magnetische Felder, sowie auf Gravitationsfelder aus [9, 10]. In seinen Arbeiten untersucht er die Frage, ob durch statische oder stationäre elektrische oder magnetische Felder, ein Körper oder ein System frei schwebend in einer stabilen Gleichgewichtslage gehalten werden kann. Er zeigt, dass dies prinzipiell nicht möglich ist, solange keine diamagnetischen Materialien involviert sind. Etwa zur gleichen Zeit wurden in Deutschland von Hermann Kemper erste Überlegungen zur aktiven elektromagnetischen Lagerung gemacht. Erst mit der Verfügbarkeit von Elektronenröhren für die Steuerelektronik und von Stromrichtern zur Leistungssteuerung konnte er im Jahre 1935 die Realisierbarkeit der aktiven elektromagnetischen Lagerung experimentell nachweisen. Kempers Überlegungen gingen von Anfang an in Richtung Magnetschwebbahn und er reichte 1934 das Reichspatent für eine "Schwebbahn mit räderlosen Fahrzeugen, die an eisernen Fahrschienen mittels magnetischer Felder

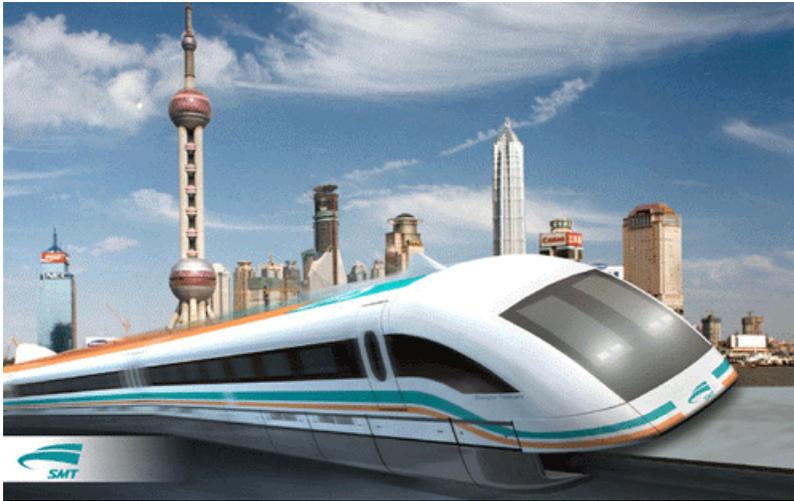


Abb. 2.1: Transrapid Magnetschwebbahn in Shanghai [12].

schwebend entlang geführt werden” ein [11]. Nach langjähriger Entwicklung konnte deren Einsatztauglichkeit demonstriert werden und schliesslich wurde die bislang einzige Transrapidstrecke im Regelbetrieb im Jahr 2004 in Shanghai in Betrieb genommen. Erst sechzig Jahre nach Kemper's erstem Versuch haben also dessen Ideen in der Praxis Fuss gefasst.

Von technischem Interesse waren zuerst Anwendungen in der Verkehrs- und Militärtechnik, wie die erwähnten Magnetschwebbahnen bzw. der Einsatz in hochdrehenden Gaszentrifugen für die Urananreicherung. Die darauffolgenden Jahre waren geprägt durch Applikationen vor allem auf technischen Spezialgebieten oder in der Forschung. Mit der Entwicklung der Ingenieurskunst und den Fortschritten auf dem Gebiet der Mikroelektronik der vergangenen 20-25 Jahre wurde es möglich, die Vorteile von Magnetlagern in grösserer Breite nutzbar zu machen.

Im Gegensatz zu Europa ging die Entwicklung der elektromagnetischen Lagerung in den USA in eine andere Richtung. Ziel der ersten Arbeiten war die Lagerung von rotierenden Körpern. Etwa zu selben

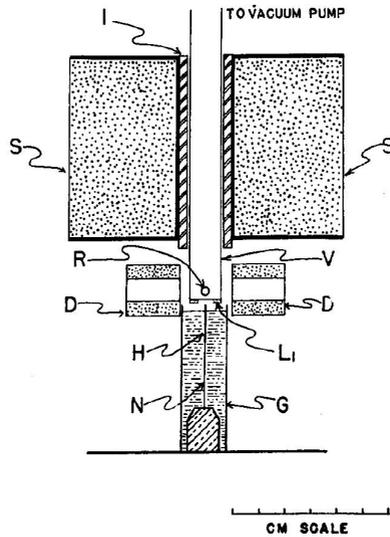


Abb. 2.2: Versuchsaufbau von Beams [15].

Zeit als Kemper in Deutschland seine ersten Versuche machte wurde die elektromagnetische Lagerung in den USA von den beiden Physikern Beams und Holmes an der Universität von Virginia vorangetrieben. Diese publizierten im Jahre 1937 zuerst verschiedene Versuche, welche das Ziel hatten, die Festigkeit von Stahlkugeln zu prüfen. Hierfür wurden kleine Stahlkugelchen magnetisch aufgehängt und auf hohe Drehzahlen beschleunigt. In einem der Versuche wurde dabei mit einem Aufbau, wie er in Abbildung 2.2 zu sehen ist, die spektakuläre Drehzahl von 23 Millionen Umdrehungen pro Minute erreicht, wobei die Zentrifugalbeschleunigung mit einer Stärke der 24-millionenfachen Erdbeschleunigung ($24 \cdot 10^6 g$) die Stahlkugeln schliesslich zum Bersten brachte [13–15].

Die Arbeiten von Beams gingen bis nach dem Krieg weiter, und auch andere Wissenschaftler begannen, mit Hilfe der magnetischen Lagerung physikalische Experimente durchzuführen. In dieser Zeit entstanden beispielsweise wissenschaftliche Instrumente wie Ultrazentrifugen. In den sechziger und siebziger Jahren wurde dann in den Vereinigten Staaten die Rüstungs- und die Raumfahrttechnik zur treibenden Kraft der Ma-

gnetlagertechnik. In der Zeit der Eroberung des Weltraumes wurde zum Beispiel der Einsatz von magnetgelagerten Drallrädern zur Stabilisierung von Satelliten vorangetrieben [16, 17]. Um unter Wasser von den feindlichen Sonargeräten nicht entdeckt zu werden, verlangte die Armee von den Rüstungsfirmen die Entwicklung von vibrationsarmen Antrieben für die U-Boot Flotte, wobei auch Magnetlager in Betracht kamen. Die Entwicklung geht hier auch heute noch weiter, verliert aber relativ zu anderen Anwendungen zunehmend an Bedeutung.

Wie im vorigen Abschnitt erwähnt, waren die Anfänge der Magnetlagertechnik einerseits in Europa durch die Magnetschwebbahn und andererseits in den USA durch die wissenschaftliche Forschung, die Rüstungsindustrie und die Raumfahrt geprägt. Gegen Mitte der 70er Jahre war die Technik dann soweit ausgereift, dass auch erste industrielle Anwendungen von Magnetlagern entwickelt wurden. In diese Zeit fällt auch die Gründung der französischen Société de Mécanique Magnétique (S2M) [18], welche bis heute die industrielle Entwicklung der Magnetlagertechnik entscheidend prägt. In den folgenden Jahren entstanden Prototypen und Referenzanlagen für über dreissig verschiedene Applikationen wie Turbomolekularpumpen, Kompressoren, Turboexpander, Gas- und Dampfturbinen, Turbogeneratoren, Windsichter, Spindeln, Pumpen, Gebläse, Zentrifugen, Neutronenchopper und Röntgenröhren [19]. Auch in der Schweiz entstanden aus Forschungsgruppen der ETH zwei bis heute aktive Firmen auf dem Gebiet der Magnetlagertechnik [20, 21].

2.2 Eigenschaften von Magnetlagern

In diesem Kapitel soll das Magnetlager in den Kontext zu anderen klassischen Lagerarten gesetzt werden. Die Kenntnis der verschiedenen spezifischen Eigenschaften sind bei der Auswahl eines Lagers unabdingbar, um die Vor- und Nachteile eines Einsatzes von einem Magnetlager in einem speziellen Einsatzgebiet abschätzen zu können. Da Magnetlager hohe Anschaffungskosten und eine relativ hohe Komplexität aufweisen, liegen die Anwendungen der magnetischen Lagerung dort, wo die Vorteile gegenüber anderen Lagerungen wie den mechanischen Lagern oder den Fluidlagern (vgl. Abbildung 1.2) so ins Gewicht fallen, dass sich der hohe Aufwand lohnt.

Vorteile	
Berührungsfreiheit der Lagerung (Luftspalt)	Elektronische Regelung bei aktiven Magnetlagern
<ul style="list-style-type: none"> • Verschleiss- und wartungsfrei • Schmiermittelfrei • Kein Abrieb (Einsatz im Reinraum möglich) • Betrieb im Vakuum möglich • Lagerung durch hermetische Kapselung möglich • Geringe Lagerverluste bei Homopolar-Lagern 	<ul style="list-style-type: none"> • Einstellbarkeit von Dämpfung und Steifigkeit • Möglichkeit der Vibrationsdämpfung • Möglichkeit zur elektronischen Unwuchtkompensation • Positionierung des Rotors innerhalb des Luftspalts
Nachteile	
<ul style="list-style-type: none"> • relativ geringe Lagerkraftdichte: → 40 N/cm² bei 1 T magnetischer Flussdichte im Luftspalt • geringe dynamische Steifigkeit • hoher Platzbedarf im Vergleich zu Kugellagern • Komplexität und Anschaffungskosten 	

Tabelle 2.1: Vor- und Nachteile von Magnetlagern.

Die wichtigsten Vorteile von Magnetlagern lassen sich hauptsächlich aus den folgenden zwei Eigenschaften ableiten:

- Luftspalt zwischen beweglichem und festem Teil
- Lagerkräfte sind flexibel einstellbar

In Tabelle 2.1 sind anhand dieser beiden Eigenschaften die wichtigsten Vor- und Nachteile von Magnetlagern aufgeführt.

Da der drehende und der feststehende Teil keinen mechanischen Kontakt haben, können Reibung und hierdurch entstehende Erwärmung sowie Verschleiss verhindert werden. Dadurch erübrigt sich der Einsatz von Schmiermitteln, einschliesslich aller hierzu notwendigen Anlagen wie Pumpen, Kühler, Filter, Vorratsbehälter und Dichtungen. Das Lager wird somit um einiges wartungsärmer.

In Magnetlagersystemen können die dynamischen Eigenschaften grundsätzlich nicht mit denen konventioneller Lagersysteme verglichen werden. Störungen auf den Rotor, sei es durch äussere oder innere Ursachen (z.B. Kräfte des Antriebs, Vibrationen des ganzen Aufbaus oder kritische Drehzahlen), können durch eine entsprechende Regelung kompensiert werden. Ebenso können durch die Regelung das Dämpfverhalten und die Steifigkeit des Lagers eingestellt werden und an die entsprechende Anwendung angepasst werden. Die Änderung dieser Lagereigenschaften auch adaptiv der Betriebssituation entsprechend durchgeführt werden.

Oft ist es praktisch unmöglich, einen perfekt gewuchteten Rotor zu fertigen. Es ist aber auch möglich, dass sich die Masseverteilung des Rotors während des Betriebs ändert. Dies führt dazu, dass die geometrische Rotorachse nicht ganz mit der Trägheitsachse zusammenfällt. Dies führt bei herkömmlichen Lagern unweigerlich zum Auftreten von Schwingungen oder erhöhtem Verschleiss der Lager. Mit Magnetlagern ist es möglich, den Rotor nicht um eine fixe Achse drehen zu lassen. Durch entsprechende Vorgabe der Lagerkräfte kann versucht werden den Rotor innerhalb des Luftspalts um seine Hauptträgheitsachse rotieren zu lassen. Diese Funktion wird als Unwuchtkompensation bezeichnet.

Der Umstand, dass in Magnetlagern keine Schmiermittel benötigt werden, hat noch einen weiteren Vorteil. Zusammen mit der Reibungswärme bedeuten Schmiermittel immer auch eine potentielle Brandgefahr in technischen Anlagen. Auch kann durch Lecks im Ölsystem technologischer bzw. ökologischer Schaden entstehen. Solche Schmiermittelunterbrüche sind oftmals Ursache für Systemausfälle. Durch den Wegfall der verschiedenen Nebenanlagen, die zur Schmiermittelversorgung nötig sind, wird also auch die Ausfallwahrscheinlichkeit reduziert. Dies führt zu geringeren Kosten bei der Wartung und Instandhaltung. Die gleiche Betrachtung kann für die Kühlsysteme gemacht werden. Auch Kühlmittelpumpen be-

Lagerart	Drehzahl	Laufgenauigkeit	Dämpfung	Steifigkeit	Lebensdauer
Wälzlager	●●●○	●●●○	●●●○	●●●○	●●●○
hydrodyn. Lager	●●●○	●●●○	●●●○	●●●○	●●●○
hydrostat. Lager	●●●○	●●●○	●●●○	●●●●	●●●●
aerostat. Lager	●●●○	●●●○	●●●○	●●●○	●●●●
Magnetlager	●●●○	●●●○	●●●○	●●●○	●●●○
Lagerart	Reibung	Verlustleistung	Schmieraufwand	Kosten	
Wälzlager	●●●○	●●●○	●●●○	●●●○	
hydrodyn. Lager	●●●○	●●●○	●●●○	●●●○	
hydrostat. Lager	●●●○	●●●○	●●●○	●●●○	
aerostat. Lager	●●●○	●●●○	○○○○	●●●○	
Magnetlager	○○○○	○○○○	○○○○	●●●○	
	sehr hoch ●●●●	hoch ●●●○	mittel ●●●○	gering ●●●○	sehr gering ○○○○

Abb. 2.3: Gegenüberstellung charakterisierender Eigenschaften von Lagern [22].

nötigen im Betrieb zusätzliche Hilfssysteme, welche durch die Verwendung von Magnetlagern eingespart werden können.

Auch die wirtschaftlichen Aspekte von Magnetlagern wurden verschiedentlich untersucht. Im Vergleich zu herkömmlichen Lagersystemen haben Magnetlager höhere Anschaffungskosten. Dies trifft in besonderem Masse auf aktive Magnetlager zu, welche zusätzlich eine Regelung benötigen. In einer Studie wurde der Einsatz von Magnetlagern für Kraftwerkskomponenten, wie Speisewasser-, Kondensat- und Kühlmittelpumpen, elektrische Motoren verschiedener Leistungen und auch die Dampfturbogruppe und der Turbogenerator analysiert [23]. Betrachtet wurden Kapitalkosten, Anlagenverfügbarkeit, Personalausgaben, Sicherheitsanforderungen sowie Betriebs- und Instandhaltungskosten. Die Studie kommt zu dem Schluss, dass im Einsatz von aktiven Magnetlagern in Kraftwerken ein enormes wirtschaftliches Potential liegt.

In Abbildung 2.3 werden die Eigenschaften der am häufigsten verwendeten konventionellen Lagersysteme im Vergleich zum Magnetlager gegenübergestellt.

2.3 Anwendungen von Magnetlagern

Dank den verschiedenen positiven Eigenschaften, welche im vorigen Abschnitt beschrieben werden, haben Magnetlager in ganz verschiedenen Gebieten ihre Anwendung in Forschung aber auch in grossem Masse in der Industrie gefunden. Nachfolgend soll ein kurzer Blick auf die wichtigsten Anwendungsgebiete geworfen werden.

Vakuum- und Reinraumsysteme

Die Eigenschaft, dass Magnetlager dank fehlendem mechanischen Abrieb keine Verunreinigung erzeugen, ist gerade in Vakuum- und Reinraumsystemen sehr wichtig. Die Lager können überdies sogar ausserhalb der Vakuum- oder Prozesskammer installiert werden, da die Feldkräfte auch durch die Kapselung funktionieren. Dank den geringen Reibungsverlusten werden Magnetlager beispielsweise auch für die Energiespeicherung mittels Schwungrädern verwendet [24–26]. Solche Systeme können Energie in sehr kurzer Zeit (einige Sekunden) aufnehmen, dies im Unterschied zu den Ladezeiten von Akkumulatoren.



Abb. 2.4: Magnetisch gelagertes Schwungrad der NASA in teilluftentleertem Raum zur Energiespeicherung [27].

Eine weitere Anwendung, in der geringe Vibrationen in einer Hochvakuum- und Reinraumumgebung gefordert ist, ist die Herstellung von

Halbleiter-Einkristallen. Die geforderten Strukturgrößen in den fertigen Siliziumwafern werden immer kleiner. Dies bedingt einen immer größer werdenden Grad an Reinheit und Kontrollierbarkeit des Herstellungsprozesses. Darum werden viele Prozessschritte in hermetisch gekapselten Prozesskammern durchgeführt. Bei der sogenannten Rotationsbeschichtung werden die gewünschten Strukturen mit aggressiven Chemikalien in die Wafer geätzt. Darum muss der Antrieb ausserhalb der Prozesskammer liegen. Ein Magnetlager liefert hier den Vorteil, dass keine Welle in die Prozesskammer geführt werden muss, da deren Abdichtungen, welche nie vollständig dicht sein können, wieder zu Abrieb oder zum Entweichen von giftigen Stoffen führen kann [28].

Werkzeugmaschinen

Auch im Bereich der Werkzeugmaschinen finden Magnetlager Anwendung. Um die Produktivität steigern zu können, nimmt auch hier die Nachfrage nach immer schnelleren Bohr-, Schneide- und Fräswerkzeugen zu. Mit aktiven Magnetlagern können hohe Schnittgeschwindigkeiten und auch die hohen Anforderungen an Präzision, Steifigkeit und Vibrationsarmut gewährleistet werden. Die hohen Schnittgeschwindigkeiten haben weiter den Vorteil, dass die entstehende Erwärmung des Werkstückes minimiert wird, da der grösste Teil der in Wärme umgesetzten Schnittleistung durch die Späne abgeführt wird.

Medizinaltechnik

Ein Beispiel für den Einsatz von Magnetlagern in der Medizinaltechnik sind Blutpumpen, wie sie als mechanische Kreislaufunterstützung bei Patienten mit fortgeschrittenem Herzversagen und drohendem Multiorganversagen zum Einsatz kommen. Bei herkömmlichen Flüssigkeitspumpen (Kreiselpumpen) ergibt sich das Problem, dass eine Wellendichtung benötigt wird, um die drehende Antriebswelle gegen das Gehäuse abzudichten. Eine bessere Lösung sind daher Pumpen, die einen magnetisch gekoppelten Antrieb haben. Hier bleibt aber das Problem, dass der Rotor ein Gleitlager benötigt, welches häufig durch die Prozessflüssigkeit geschmiert und gekühlt wird. Solche Lager benötigen also immer eine Flüssigkeit, um nicht zerstört zu werden. Weiter sind nicht alle Prozessflüssigkeiten gute Schmiermittel oder werden wie beispielsweise Blut oder

andere biologische Flüssigkeiten im Lager zerstört (Quetschung der Blutkörperchen). Magnetisch gelagerte Pumpen, wie das in Abbildung 2.5 dargestellte System, lösen diese Probleme. Der Pumpenkopf mit dem frei schwebenden Flügelrad ist hier nicht mit dem Motor verbunden und kann so auch als Wegwerfartikel eingesetzt werden.



Abb. 2.5: Magnetgelagerte Blutpumpe der Firma Levitronix für den Einsatz ausserhalb des Körpers [20].

Turbomaschinen

Eine der Hauptanwendungen von Magnetlagern ist ihr Einsatz bei Turbomaschinen. Hierunter fallen kleine Turbomolekularpumpen wie auch Turbogeneratoren und -kompressoren im Bereich von einigen Megawatt. Auch hier ist wieder die Eigenschaft Vibrationen dämpfen zu können von besonderer Bedeutung. Weiter ist es möglich, die Maschinenkonstruktion zu vereinfachen, da keine Schmiermittel notwendig sind, welche bei

herkömmlichen Konstruktionen mittels Dichtungen von der Prozessflüssigkeit ferngehalten werden müssen. Die bei der Gasverflüssigung eingesetzten Expansionsturbinen verwenden heute oftmals Magnetlager. Diese Expansionsturbinen können beispielsweise mit einem Generator gekoppelt werden, womit sich Energie aus der Gasentspannung zurückgewinnen lässt.



Abb. 2.6: Magnetgelagerte Turbopumpe HiPace™ 2400 MC der Firma Pfeiffer Vacuum GmbH [29].

Turbomolekularpumpen wie diejenige in Abbildung 2.6 werden hauptsächlich in der Hochvakuumtechnik eingesetzt. Ihre Verwendung finden sie vor allem in der Halbleiterindustrie. Während bei herkömmlichen Lagern die Schmiermittel im Hochvakuum verdampfen und damit das Vakuum verunreinigen würden, können Magnetlager in dieser Umgebung gut eingesetzt werden. Auch aerodynamische oder aerostatische Lager können in einer Vakuumumgebung logischerweise nicht eingesetzt werden.

Weitere Anwendungen

Eine Vielzahl von Anwendungen mit Magnetlagern finden sich in der Forschung. Als Beispiele seien hier unter anderem Ultrazentrifugen, Neutronenchopper oder hochgenaue Kraftmessgeräte erwähnt. Auch in der Raumfahrt finden sich Anwendungen wie zum Beispiel die Stabilisierung von Satelliten mit Hilfe von Drallrädern [16, 17]. Im militärischen Bereich werden Magnetlager hauptsächlich in U-Booten eingesetzt. Hier gilt es, Vibrationen zu vermeiden um von feindlichen Sonaranlagen nicht aufgespürt zu werden.

Die Möglichkeit Teile der Maschine zu kapseln, wird wahrscheinlich in Zukunft weitere neue Anwendungen für Magnetlager bringen. Konstruktionen ohne Dichtungen für Pumpen, Rührwerke, Zentrifugen und Fördersysteme sind insbesondere in der Pharma-, Chemie- und Lebensmittelindustrie wichtig. Hier kann einerseits das Austreten von giftigen Chemikalien verhindert werden und andererseits kann eine Verunreinigung von Lebensmitteln, Medikamenten oder Blut mit Bakterien und Giften ausgeschlossen werden.

2.4 Funktionsprinzip von Magnetlagern

Wie in Abbildung 2.7 ersichtlich, besteht ein Magnetlagersystem aus folgenden Komponenten: Elektromagnete, Leistungsverstärker, berührungsfreie Positionssensoren und einer Elektronik mit einem Regler. Die Elektronik verarbeitet die Signale aus der Positionssensorik und berechnet hieraus die benötigten Steuersignale für die Leistungsverstärker. Die Leistungselektronik wiederum treibt dann die benötigten Ströme durch die Spulen der Elektromagnete, um die geforderte Kraft zu generieren, welche den Rotor im Schwebezustand hält.

2.4.1 Grundlagen der Permanentmagnetberechnung

Der magnetische Kreis mit Permanentmagnet

In Abbildung 2.8 ist die typische Kennlinie eines permanentmagnetischen Werkstoffes zu sehen. Üblicherweise liegt der Arbeitspunkt eines perma-

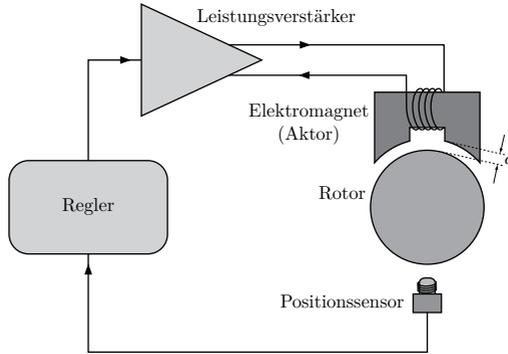


Abb. 2.7: Schematischer Aufbau und Darstellung der Hauptkomponenten eines Magnetlagers.

nentmagnetischen Kreises im linearen Bereich der abgebildeten Kennlinie, also rechts vom Knick bei $-H_c$. Die Koerzitivfeldstärke $-H_c$ ist der Schnittpunkt der Hystereseschleife $B(H)$ mit der Abszisse und entspricht derjenigen Feldstärke, bei der die Flussdichte B den Wert Null erreicht.

An diesem Arbeitspunkt ist der Zusammenhang zwischen der Flussdichte und der magnetischen Feldstärke im Werkstoff linear. Die relative Permeabilität $\mu_{r,PM}$ des Werkstoffes ist hier also konstant und es ergibt sich folgende Beziehung:

$$\mu_{r,PM} = \frac{B_r}{\mu_0 H'_c}, \quad (2.1)$$

wobei die Remanenzflussdichte B_r gerade jener magnetischen Flussdichte entspricht, welche in einem Material nach Entfernen eines äusseren Feldes zurückbleibt. Die relative Permeabilität von Permanentmagneten nimmt typischerweise Werte von $\mu_{r,PM} = 1 \dots 1.2$ an. Für den linearen Teil der Kennlinie gilt also für die Beziehung zwischen der Feldstärke und der Flussdichte:

$$B_{PM} = B_r + \mu_0 \mu_{r,PM} H_{PM}. \quad (2.2)$$

Diese Eigenschaften werden nun auf einen einfachen Aufbau eines Magnetkreises mit einem Permanentmagneten als flusstreibendes Element angewandt. In Abbildung 2.9 (a) ist ein einfacher magnetischer Kreis

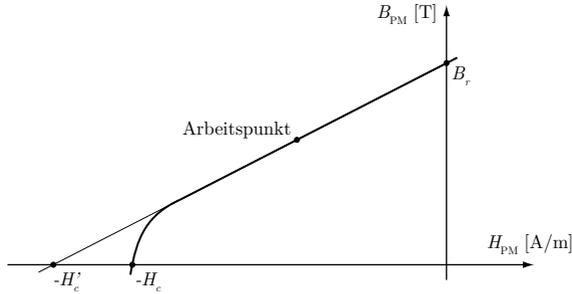


Abb. 2.8: Kennlinie eines permanentmagnetischen Werkstoffes. Dies ist das Entmagnetisierungsverhalten eines Permanentmagneten, welches im 2. Quadranten der Hystereseschleife beschrieben wird.

dargestellt. Er besteht aus einem Permanentmagneten als Quelle des magnetischen Flusses und einem flussführenden Eisenrückschluss, welcher einen kleinen Luftspalt δ aufweist. Als Vereinfachung sei hier angenommen, dass die Permeabilität des Eisens unendlich gross sei ($\mu_{\text{Fe}} \rightarrow \infty$). Dies ist eine valable Annahme, da die Permeabilität des Eisens ($\mu_{r,\text{Fe}} \approx 10^4 - 10^5$) um Grössenordnungen über der Permeabilität im Vakuum ($\mu_0 \ll \mu_{\text{Fe}} = \mu_0 \mu_{r,\text{Fe}}$) liegt. Für die Flussdichte im Luftspalt δ gilt:

$$B_\delta = \mu_0 H_\delta. \quad (2.3)$$

Weiter kann unter Annahme unendlicher Permeabilität für den Eisenrückschluss das Durchflutungsgesetz für den vorliegenden magnetischen Kreis wie folgt ausgedrückt werden:

$$H_\delta \delta + H_{\text{PM}} l_{\text{PM}} = 0. \quad (2.4)$$

Um auch die magnetische Flussdichte im Permanentmagneten B_{PM} durch B_δ ausdrücken zu können, wird die Streuung vernachlässigt. Aufgrund der Quellenfreiheit des magnetischen Feldes gilt daher, dass der magnetische Fluss Φ überall gleich gross ist, woraus daraus folgt:

$$\Phi = \Phi_\delta = B_\delta A_\delta = B_{\text{PM}} A_{\text{PM}} = \Phi_{\text{PM}} = \text{const.} \quad (2.5)$$

Die magnetische Flussdichte im Luftspalt lässt sich nun mit Hilfe der Gleichung

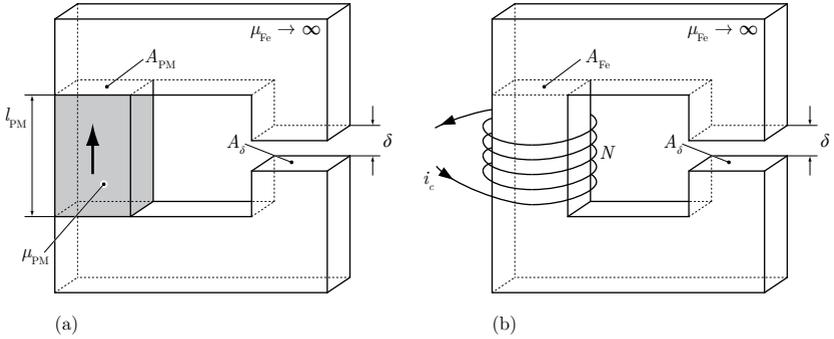


Abb. 2.9: Prinzipieller Aufbau eines einfachen magnetischen Kreises mit (a) einem Permanentmagneten oder (b) einer Stromwicklung zur magnetischen Erregung.

chungen (2.1) bis (2.5) ausdrücken als:

$$B_\delta = \frac{B_r l_{\text{PM}}}{\mu_{r,\text{PM}} \delta + l_{\text{PM}} \frac{A_\delta}{A_{\text{PM}}}}. \quad (2.6)$$

Elektromagnetkreis

Analog zum einfachen Magnetkreis mit einem Permanentmagneten ist in Abbildung 2.9 (b) ein Magnetkreis mit einer Stromwicklung dargestellt. Auch hier soll die magnetische Flussdichte im Luftspalt durch die bekannten Größen wie der Anzahl Windungen N , dem eingepreßten Strom i_c , dem Luftspalt δ und der relativen Permeabilität μ_0 ausgedrückt werden. Zuerst wird die Durchflutung im Magnetkreis mit Hilfe des des Ampèreschen Gesetzes in Gleichung (2.7) ausgedrückt. Die Länge l_{Fe} ist die mittlere Pfadlänge des magnetischen Flusses im eisernen Teil des Magnetkreises.

$$\Theta = N i_c = H_{\text{Fe}} l_{\text{Fe}} + H_\delta \delta = \frac{B_{\text{Fe}}}{\mu_0 \mu_{r,\text{Fe}}} l_{\text{Fe}} + \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta, \quad (2.7)$$

Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass die relative Permeabilität von Eisen als unendlich gross angenommen wird und der gesamte ma-

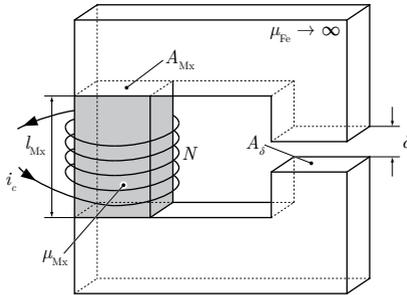


Abb. 2.10: Prinzipieller Aufbau eines einfachen magnetischen Kreises mit einer Stromwicklung als magnetische Erregung und einem Block aus fiktivem Material anstelle des Permanentmagneten.

Der magnetische Fluss Φ_c nur durch das Eisen und den Luftspalt fließt, kann Gleichung (2.7) vereinfacht werden zu:

$$B_\delta = \mu_0 \frac{N i_c}{\delta}. \quad (2.8)$$

Analogie zwischen Permanent- und Elektromagnetkreis

Um die beiden magnetischen Kreise miteinander vergleichen zu können, soll der elektrisch erregte Eisenkreis auf eine etwas andere Art betrachtet werden. Anstelle eines Permanentmagneten enthält der magnetische Kreis in Abbildung 2.10 einen Block beliebigen Materials (Mx) für den folgende Beziehung gilt:

$$B_{Mx} = \mu_0 \mu_{r,Mx} H_{Mx}. \quad (2.9)$$

Bei Vernachlässigung des Eisenrückschlusses gilt gemäss dem Durchflutungsgesetz:

$$\Theta = H_\delta \delta + H_{Mx} l_{Mx}. \quad (2.10)$$

Weiter sei die magnetische Flussdichte im Luftspalt $B_\delta = \mu_0 H_\delta$ und alle Querschnittsflächen des Magnetpfades gleich gross. Bei vernachlässigbarem Streufluss führt dies auf eine konstante magnetische Flussdichte im ganzen Eisenpfad, also $B_\delta = B_{Mx} = B$. Durch Einsetzen dieser Eigen-

schaften in Gleichung (2.10) folgt:

$$\Theta = \frac{B}{\mu_0} \left(\frac{l_{Mx}}{\mu_{r,Mx}} + \delta \right). \quad (2.11)$$

Wird nun Gleichung (2.6) des magnetischen Kreises mit Permanentmagnet gemäss Gleichung (2.11) umgeformt und zusätzlich die Annahme konstanter Querschnittsflächen ($A_\delta = A_{PM} = A$) getroffen, so gilt:

$$B_r \frac{l_{PM}}{\mu_0 \mu_{r,PM}} = \frac{B_\delta}{\mu_0} \left(\frac{l_{PM}}{\mu_{r,PM}} + \delta \right). \quad (2.12)$$

Ein Vergleich der beiden Gleichungen (2.11) und (2.12) zeigt, dass sich die Wirkung eines Permanentmagneten in eine äquivalente Durchflutung Θ_{PM} umrechnen lässt. Wie verhält es sich mit dem zusätzlichen Luftspalt, den der Permanentmagnet in den magnetischen Kreis bringt? Dazu wird Gleichung (2.12) umgeformt zu

$$\begin{aligned} \Theta_{PM} &= B_\delta A \left(\frac{l_{PM}}{\mu_0 \mu_{r,PM} A} + \frac{\delta}{\mu_0 A} \right) \\ &= \Phi (R_{m,PM} + R_{m,\delta}). \end{aligned} \quad (2.13)$$

Ein Permanentmagnet in einem magnetischen Kreis lässt sich also als eine Serienschaltung einer magnetischen Spannungsquelle Θ_{PM} und einem magnetischen Widerstand $R_{m,PM}$ modellieren und hat die Werte:

$$\Theta_{PM} = B_r \frac{l_{PM}}{\mu_0 \mu_{r,PM}} \quad (2.14)$$

und

$$R_{m,PM} = \frac{l_{PM}}{\mu_0 \mu_{r,PM} A_{PM}}. \quad (2.15)$$

In Tabelle 2.2 sind ein paar wichtige Definitionen des Elektromagnetismus zusammengefasst, um die Analogie dieser zwei physikalischen Phänomene zu zeigen.

Elektrischer Kreis		
el. Strom	el. Spannung	el. Widerstand
$I = \iint_A \vec{J} d\vec{A}$	$U = \oint_S \vec{E} d\vec{l}$	$R = \frac{U}{I}$
Magnetischer Kreis		
magn. Fluss	magn. Spannung (Durchflutung)	magn. Widerstand
$\Phi = \iint_A \vec{B} d\vec{A}$	$\Theta = \oint_S \vec{H} d\vec{l}$	$R_m = \frac{\Theta}{\Phi}$

Tabelle 2.2: Der Vergleich zwischen ein paar Definitionen des Elektromagnetismus zeigt, dass dieselben Methoden zur Berechnung von elektrischen und magnetischen Kreisen benutzt werden können.

2.4.2 Berechnung der Kraft in Magnetkreisen

Im Gegensatz zu den Kräften, welche auf elektrische Leiter in einem Magnetfeld wirken (Lorentzkraft), wird die anziehende Kraft von Magneten an den Grenzen zwischen verschiedenen Permeabilitäten μ erzeugt (Maxwellkraft). Die Berechnung dieser Kraft basiert auf der Energie, die in diesen Feldern gespeichert ist [30]. Betrachten wir die Energie W_δ , welche im Volumen des Luftspaltes gespeichert ist. Im Falle eines homogenen Feldes im Luftspalt des magnetischen Kreises in Abbildung 2.11 lässt sich die gespeicherte Energie ausdrücken als

$$W_\delta = \frac{1}{2} B_\delta H_\delta V_\delta = \frac{1}{2} B_\delta H_\delta A_\delta (2\delta). \tag{2.16}$$

Die magnetische Kraft auf den ferromagnetischen Körper ($\mu_r \gg 1$) wird über eine virtuelle Änderung der Feldenergie im Luftspalt bei Änderung der Luftspatllänge berechnet. Für kleine Auslenkungen $d\delta$ bleibt der magnetische Fluss $\Phi = B_\delta A_\delta$ konstant. Das Volumen hingegen wird grösser, falls sich der Luftspalt um $d\delta$ vergrößert. Somit erhöht sich auch die Feldenergie W_δ um den Wert dW_δ . Diese Energie muss mechanisch bereitgestellt werden, d.h. eine anziehende Kraft muss überwunden werden. Hieraus folgt, dass die magnetische Kraft gerade der partiellen Ableitung

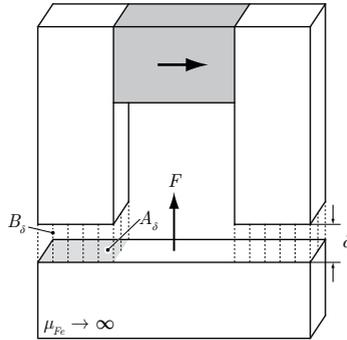


Abb. 2.11: Magnetischer Kreis zur Herleitung der Kraftwirkung von Magnetfeldern.

der Feldenergie nach der Länge des Luftspaltes ist:

$$F = \frac{\partial W_\delta}{\partial \delta} = B_\delta H_\delta A_\delta = \frac{B_\delta^2 A_\delta}{\mu_0}, \quad (2.17)$$

wobei hier zu beachten ist, dass die wirksame Querschnittsfläche $2A_\delta$ beträgt. Verallgemeinert lässt sich also schreiben:

$$F = \frac{B_\delta^2 A_{\delta, \text{tot}}}{2\mu_0}. \quad (2.18)$$

Daraus lässt sich ablesen, dass mit einer Flussdichte von 1 T im Luftspalt und einem Wirkquerschnitt von 1 cm^2 eine Zugkraft von etwa 40 N erzeugt wird. Wird das magnetische Feld anstelle eines Permanentmagneten mit einem Elektromagneten aufgebaut, kann die Feldstärke im Luftspalt auch durch den Strom I als

$$B_\delta = \mu_0 \frac{NI}{2\delta} \quad (2.19)$$

ausgedrückt werden (vgl. Gleichung (2.8)).

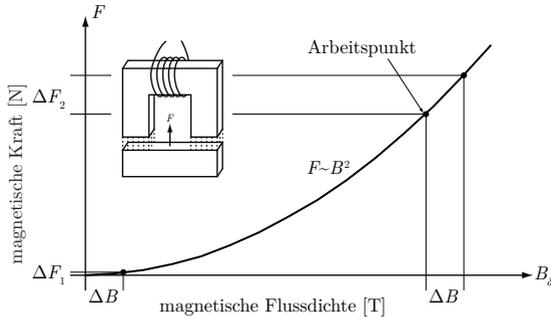


Abb. 2.12: Quadratische Stromabhängigkeit und Vorteil von höherem Arbeitspunkt.

Dies führt dann auf eine Kraft von

$$F = \frac{\mu_0 N^2 A \delta}{4} \cdot \frac{I^2}{\delta^2}. \tag{2.20}$$

Die magnetische Kraft ist also abhängig von der magnetischen Flussdichte im Luftspalt. Die quadratische Beziehung der Gleichung (2.18) ist in Abbildung 2.12 dargestellt.

Eine Änderung der magnetischen Flussdichte erzeugt wegen der quadratischen Abhängigkeit eine unterschiedliche Kraftänderung in Abhängigkeit des Arbeitspunktes. Das bedeutet für einen Arbeitspunkt mit höherem B , dass mit einer kleinen Änderung der magnetischen Flussdichte, was im Fall eines Elektromagneten einer proportionalen Änderung des Stromes entspricht, eine relativ grosse Kraftänderung erzielt werden kann. Natürlich ist die magnetische Flussdichte begrenzt durch die Sättigungsinduktion der verwendeten Materialien. Eine weiteres Problem bei der Erzeugung hoher Flussdichten, sind die dabei bei Elektromagneten entstehenden elektrischen Verluste. Die magnetische Flussdichte könnte natürlich auch mit einem Permanentmagneten erzeugt werden. Ein Magnetlager muss jedoch die Möglichkeit haben, die Kraft, welche auf den in Schwebе gehaltenen Körper wirkt, anzupassen. Dies ist notwendig, da aufgrund von Störkräften nicht immer die gleiche Kraft notwendig ist, um den Körper zu stabilisieren. Vorteilhaft werden daher beide Möglichkeiten miteinander kombiniert: ein Permanentmagnet wird eingesetzt, um

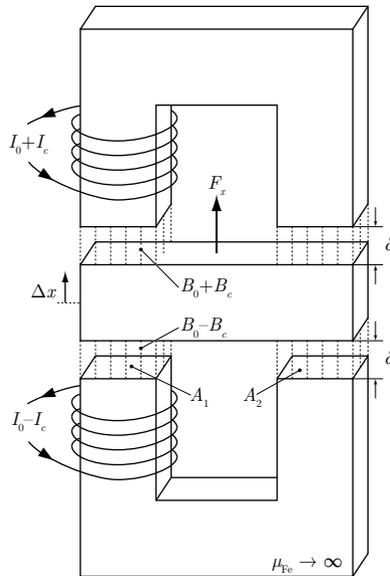


Abb. 2.13: Die differentielle Anordnung zweier Elektromagnete erlaubt, sowohl anziehende wie auch abstossende Kräfte auf einen Körper auszuüben.

den Arbeitspunkt auf ein gewisses Niveau zu heben, und mit einem Elektromagneten kann dann die veränderliche Komponente des magnetischen Flusses erzeugt werden.

Differentielle Anordnung der Elektromagnete

Der Nachteil einer Anordnung, wie sie in Abbildung 2.11 dargestellt ist, besteht darin, dass nur eine anziehende Kraft erzeugt werden kann. Die Stromrichtung hat keinen Einfluss auf die Richtung der Kraft. Die Bewegung durch die Reluktanzkraft wird immer so erfolgen, dass die im Feld gespeicherte Energie minimiert und die Länge der Feldlinien verkürzt wird. Aus diesem Grund werden in Magnetlagern normalerweise zwei gegenüberliegende Magnete zusammen eingesetzt. Eine derartige Anordnung (Abbildung 2.13) macht es möglich, sowohl positive wie auch negative Kräfte auf den Körper auszuüben. In dieser differentiellen Ar-

beitsweise wird der eine Magnet mit der Summe eines Vormagnetisierungsstroms und des Kontrollstroms gespeist und der andere Magnet mit der Differenz beider Ströme:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_0 + I_c \quad \text{und} \\ I_2 &= I_0 - I_c. \end{aligned} \tag{2.21}$$

Dies bewirkt, dass im oberen Luftspalt die totale magnetische Flussdichte $B_+ = B_0 + B_c$ beträgt, während sich im unteren Luftspalt eine magnetische Flussdichte von $B_- = B_0 - B_c$ einstellt. Die totale Kraft, die auf den beweglichen Teil in der Mitte wirkt, ist dann die Summe beider Kräfte, welche in den beiden Luftspalten erzeugt werden. Unter Berücksichtigung, dass die wirksame Fläche $A = A_1 + A_2$ ist, und mit Gleichung (2.18) lässt sich die totale Kraft schreiben als:

$$F_x = \frac{1}{2\mu_0} A (B_+^2 - B_-^2), \tag{2.22}$$

was sich vereinfachen lässt zu

$$F_x = \frac{2A}{\mu_0} B_0 B_c. \tag{2.23}$$

Werden die Elektromagnete in differentieller Anordnung und mit der Kombination eines Vormagnetisierungsstroms und eines Kontrollstroms betrieben, ergeben sich einige Vorteile. Schon erwähnt wurde die Möglichkeit, sowohl positive als auch negative Kräfte zu generieren. Ein weiterer Vorteil ist in Abbildung 2.14 dargestellt. Im Gegensatz zur Anordnung mit nur einem Magneten ist die Kraft proportional zum Kontrollstrom. Dies bringt mit sich, dass schon für kleine Ströme eine gute Kraftdynamik vorhanden ist. Ohne Vormagnetisierung ist die Steilheit der Kraft–Strom Kennlinie in der Umgebung des Nullpunktes nahezu Null. Die Steigung der Kraft–Strom Kennlinie für die differentielle Anordnung ist jedoch konstant und zudem direkt proportional zur magnetischen Flussdichte der Vormagnetisierung B_0 . Darum soll im nächsten Abschnitt noch etwas genauer auf die Erzeugung dieser Vormagnetisierung eingegangen werden.

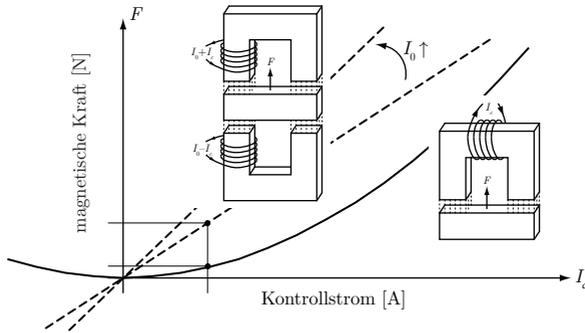


Abb. 2.14: Vorteile einer differentiellen Anordnung mit Vormagnetisierung: (1) Linearität und damit auch gute Kraftbildung im unteren Bereich der Bestromung. (2) Die Steigung der Kraft–Strom–Relation kann durch Änderung der Vormagnetisierungsstärke eingestellt werden (vgl. Gleichung (2.23)). (3) Es lassen sich nicht nur anziehende, sondern auch abstossende Kräfte erzeugen.

Vormagnetisierung bei Magnetlagern

Basierend auf den oben erwähnten Punkten werden Magnetlager heute in den meisten Fällen mit einer Vormagnetisierung betrieben. Da die Amplitude der Vormagnetisierung konstant ist, kann anstelle eines konstanten Stromes für die Erzeugung der Vormagnetisierung auch ein Permanentmagnet eingesetzt werden. Der Hauptvorteil einer Vormagnetisierung mit Permanentmagneten ist, dass die elektrischen Verluste, welche bei der Vormagnetisierung mit einem Elektromagneten entstehen, vermieden werden können. So muss weniger Abwärme abgeführt werden und es wird weniger elektrische Energie zum Betrieb benötigt. Ein weiterer Vorteil ergibt sich bei der Betrachtung, welches Volumen an Wicklungsraum bzw. Permanentmagnetmaterial es braucht, um dieselbe Vormagnetisierung zu erreichen. Um besonders bei grossen Luftspalten die gewünschte Flussdichte zu erreichen, ist eine grosse Durchflutung notwendig. Hier stellt sich nun die Frage, mit welcher Art von Magnet dies einfacher zu erreichen ist. In Abbildung 2.15 sind zwei Anordnungen dargestellt, welche beide eine magnetische Flussdichte von $B_\delta = 0.5 \text{ T}$ im Luftspalt erzeugen. Die Remanenzflussdichte des Permanentmagneten ($\mu_{r,\text{PM}} \approx 1$) sei $B_r = 1 \text{ T}$, der Luftspalt $\delta = 10 \text{ mm}$ und die Querschnittsfläche im ganzen Kreis $A = 1 \text{ cm}^2$. Dies ergibt dann für den benötigten Permanentmagneten ein Volumen von $V_{\text{PM}} = 1 \text{ cm}^3$. Um mit einer elektrischen

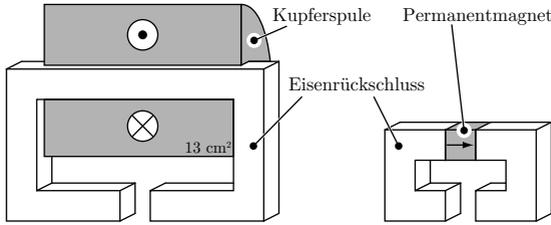


Abb. 2.15: Um die gleiche magnetische Flussdichte im Luftspalt zu erhalten ($B_\delta = 0.5 \text{ T}$), braucht es ein vielfach grösseres Volumen bei Verwendung eines Elektromagneten im Vergleich zu einem Permanentmagneten. Parameter: $A = 1 \text{ cm}^2$, $\delta = 10 \text{ mm}$, $B_r = 1 \text{ T}$, $k_f = 0.5$ und $J = 6 \text{ A/mm}^2$.

Spule — mit einem Füllfaktor k_f von 50% und einer typischen Stromdichte von $J = 6 \text{ A/mm}^2$ — dieselbe magnetische Flussdichte im Luftspalt zu erzeugen, braucht es eine Wicklung mit einem Querschnitt von etwa $A_{\text{Spule}} = 13 \text{ cm}^2$. In Abbildung 2.15 ist ein Grössenvergleich dieser beiden Varianten dargestellt. Die Vorteile einer Vormagnetisierung mit einem Permanentmagneten werden auch in [31] beschrieben. Ein Nachteil der Vormagnetisierung mit einem Permanentmagneten ist allerdings dann gegeben, wenn der Permanentmagnet im magnetischen Pfad des überlagerten Kontrollflusses liegt. Da die Permeabilitätszahl eines Permanentmagneten $\mu_{r,\text{PM}} \approx 1$ ist, verhält sich der Permanentmagnet wie ein zusätzlicher Luftspalt. Um dann im mechanischen Luftspalt genügend Flussdichte aufbringen zu können, müssen die den Kontrollfluss erzeugenden Wicklungen entsprechend grösser dimensioniert werden. Für das in dieser Arbeit vorgestellte Magnetlagerkonzept ist dies jedoch nicht der Fall, d.h. der Permanentmagnet liegt nicht im magnetischen Pfad des Kontrollflusses. Dadurch können die Lagerwicklungen entsprechend klein gehalten werden.

2.4.3 Verluste in Magnetlagern

Um die Vorteile von homopolaren gegenüber heteropolaren Lagern zu verdeutlichen, soll in diesem Abschnitt kurz auf die verschiedenen Verluste in einem Magnetlager eingegangen werden.

Eisenverluste

In rotierenden Maschinen werden Eisenverluste durch sich ändernde magnetische Flussdichten im Magnetmaterial hervorgerufen. Es wird zwischen Hystereseverlusten und Wirbelstromverlusten unterschieden [32].

Wirbelstromverluste entstehen durch ungewollte Ströme in einem elektrisch leitfähigen Material. Entsprechend dem Induktionsgesetz induziert ein wechselndes magnetisches Feld eine Spannung und damit in einem elektrisch leitenden Material einen Strom. Die Verluste, welche durch diese Ströme hervorgerufen werden, sind proportional zum Quadrat der Frequenz, mit welcher das Material ummagnetisiert wird, und zum Quadrat der Amplitude der magnetischen Flussdichte, welche die Spannung induziert:

$$P_{\text{Ws}} \propto \frac{1}{\rho} f_{\text{Fe}}^2 \hat{B}^2. \quad (2.24)$$

Die Wirbelstromverluste in einem Material können durch Vergrößerung der elektrischen Resistivität ρ , vermindert werden. Eine weitere Möglichkeit ist die Blechung des Magnetkreises. In diesem Fall sind die Wirbelstromverluste zusätzlich proportional zum Quadrat der Dicke der Blechung. Eine Blechung ist jedoch nur sinnvoll, wenn der magnetische Fluss in allen Abschnitten des Magnetkreises entlang der Blechung läuft.

Hystereseverluste sind bedingt durch die nichtlineare Beziehung zwischen der magnetischen Feldstärke H und der magnetischen Flussdichte B . Diese sogenannte Hysteresekurve für ein ferromagnetisches Material ist in Abbildung 2.16 dargestellt [33]. Die magnetische Flussdichte ist nicht eindeutig durch die magnetische Feldstärke bestimmt, sondern ist abhängig von der Vorgeschichte der Magnetisierung. Wenn ein entmagnetisiertes Material zum ersten Mal einem externen magnetischen Feld ausgesetzt wird, folgt die Magnetisierung der sogenannten Neukurve. Wenn sich alle Weisschen Bezirke nach dem äusseren Feld angeordnet haben, ist die Sättigungsinduktion B_{sat} erreicht und eine Erhöhung der Feldstärke führt zu keiner weiteren Erhöhung der Flussdichte. Wird nun das äussere Feld abgeschwächt, folgt die magnetische Flussdichte der Begren-

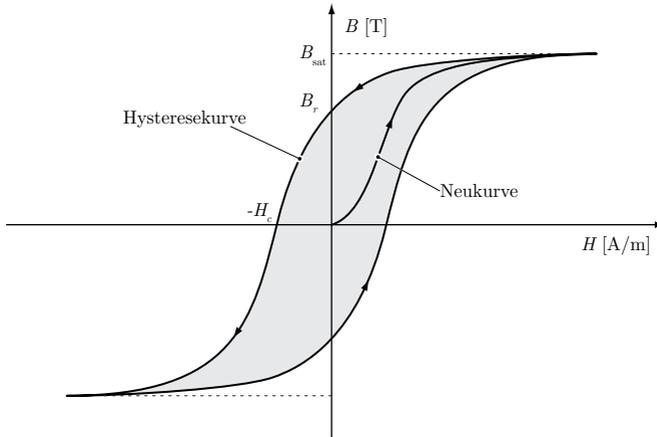


Abb. 2.16: Hysteresekurve eines ferromagnetischen Materials.

zungskurve und erreicht die Remanenzflussdichte B_r , sobald kein äusseres Feld mehr anliegt. Um die magnetische Flussdichte auf null zu bringen, muss die äussere Erregung umgekehrt und so eingestellt werden, dass die Koerzitivfeldstärke $-H_c$ erreicht wird. Bei jedem Durchlauf dieser Hystereseschleife werden die Weisschen Bezirke ummagnetisiert und es muss hierfür die Energie $W_{\text{Hys}} = V_{\text{Fe}} A_{BH}$ aufgewendet werden, wobei A_{BH} gerade die von der Hysteresekurve eingeschlossene Fläche darstellt und V_{Fe} das Volumen des vom magnetischen Fluss durchflossenen Eisens ist. Daraus folgt, dass die Hystereseverluste proportional sind zur Frequenz, mit welcher das Material ummagnetisiert wird [34].

$$P_{\text{Hys}} \propto f_{\text{Fe}} \hat{B}^{1.6}. \quad (2.25)$$

Kupferverluste

Unabhängig von der Konfiguration als homopolares oder heteropolares Lager entstehen in den Lagerwicklungen Kupferverluste. Das einfachste Ersatzschaltbild einer Lagerwicklung besteht aus einer Induktivität L_w in Serie mit einem Widerstand R_w . Die Ohmschen Verluste, die in der

Lagerwicklung entstehen, betragen:

$$P_{\text{Cu}} = R_w \cdot I_c^2. \quad (2.26)$$

Der Kupferwiderstand beeinflusst ausserdem die maximal aufbringbare Kraft. Die Kraft des Lagers ist proportional zum Lagerstrom und dieser ist begrenzt durch $I_{c,\text{max}} = U_w/R_w$, wobei U_w die an der Lagerwicklung anliegende Spannung bezeichnet. Weiter ist die maximale Dynamik der magnetischen Kraft abhängig von der Spannung welche über dem induktiven Teil L_w der Lagerwicklung liegt. Diese Spannung, $U_{L,w}$, nimmt durch den Spannungsabfall am Kupferwiderstand ab, sobald ein Strom fliesst. Daher ist es sinnvoll, die Lagerwicklung so auszulegen, dass der Kupferwiderstand möglichst gering gehalten wird.

2.4.4 Homopolare und Heteropolare Magnetlager

Für radiale Magnetlager sind zwei Grundkonfigurationen bekannt. Der Unterschied basiert auf den magnetischen Polarisationen, welche der Rotor während einer Drehung sieht.

Heteropolare Lager entsprechen einer Anordnung, wie sie in Abbildung 2.17 (a) dargestellt ist. Diese können in einer ähnlichen Art hergestellt werden wie normale elektrische Maschinen. Durch die ständige Änderung der Richtung der magnetischen Induktion im Rotormaterial entstehen jedoch deutlich grössere Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste als bei homopolaren Lagern. Darum ist es insbesondere bei hohen Dreh- und Polpaarzahlen notwendig, den Rotor fein geblecht auszuführen. Vorteile heteropolarer Lager sind die geringe Bauhöhe bzw. ein geringeres Bauvolumen und die einfachere mechanische Konstruktion. Die in Abbildung 2.17 (a) gezeigte Anordnung der Nord- und Südpole ist eine bereits verbesserte Konfiguration im Vergleich zu einer rein alternierenden Nord-Süd Abfolge [35]. In der heteropolaren Konfiguration schwankt die magnetische Flussdichte also zwischen $-B_{\text{max}}$ und $+B_{\text{max}}$ wie es in Abbildung 2.17 (a) vereinfacht dargestellt ist.

Homopolare Lager sind Lager, bei denen ein einzelner Punkt auf dem Rotor keinen Richtungswechsel der magnetischen Induktion erfährt. Die magnetische Flussdichte ändert ihr Vorzeichen nicht, wie dies

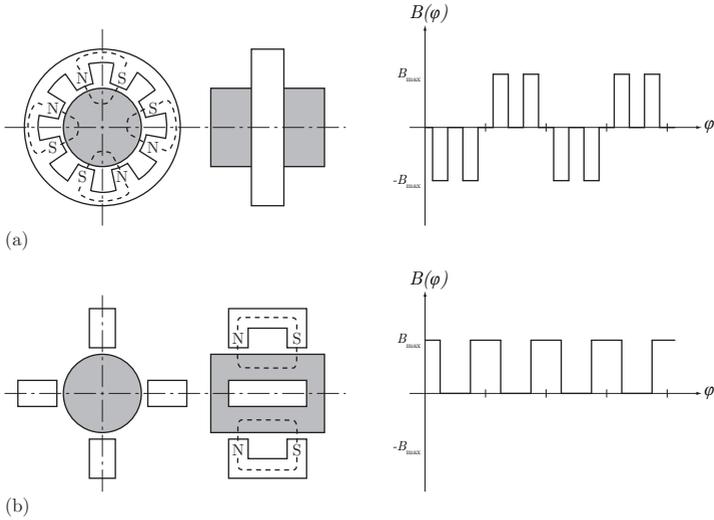


Abb. 2.17: Grundkonfigurationen radialer Magnetlager: (a) *Heteropolar*: In einer gegebenen Rotationsebene ändern sich die magnetischen Polaritäten der verschiedenen Statorzähne. In diesem Beispiel ist die Abfolge N-S-S-N-N-S-S-N. Die schematische Darstellung der Flussdichte über dem Umfang des Rotors schwankt zwischen $-B_{\max}$ und $+B_{\max}$. (b) *Homopolar*: Die Richtung des Magnetfeldes ändert sich innerhalb einer Rotationsebene nicht (N in der linken Ebene und S in der rechten Ebene). Die magnetische Induktion in der linken Ebene weist dementsprechend immer positive Werte auf.

auch in Abbildung 2.17 (b) vereinfacht dargestellt ist. Dies hat den Vorteil, dass der Rotor aus massivem Material hergestellt werden kann, was insbesondere bei hohen Drehzahlen von Bedeutung ist, und auch geringere Kosten verursacht. Die Reduktion der Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste auf dem Rotor eines homopolaren Lagers ist vor allem bei Vakuumanwendungen von Interesse, da hier die entstehende Verlustwärme einzig durch Wärmestrahlung an das Gehäuse abgegeben werden kann.

In Abbildung 2.17 sind schematisch die magnetischen Flussdichten aufgezeichnet, welche der Rotor bei einem heteropolaren respektive bei ei-

nem homopolaren Lager sieht. In der heteropolaren Konfiguration schwankt die magnetische Flussdichte zwischen $-B_{\max}$ und $+B_{\max}$, während die magnetische Induktion bei homopolaren Lagern immer positive Werte aufweist. Deshalb sind die Hystereseverluste in der homopolaren Anordnung kleiner, speziell im Fall hoher Rotationsgeschwindigkeiten.

Kapitel 3

Aufbau und Funktionsblöcke

3.1 Übersicht des Aufbaus

Ein Schnitt durch das in dieser Arbeit vorgeschlagene und analysierte System ist in Abbildung 3.1 dargestellt, die wichtigsten geometrischen Grössen sind Tabelle 6.3 auf Seite 130 zu entnehmen. Die einzelnen Komponenten sollen in den nächsten Abschnitten näher beschrieben werden.

Die Auslegung und Entwicklung eines ultrakompakten und ultrahochdrehenden Antriebssystems wird in [1] ausführlich behandelt und soll hier im Sinne der Vollständigkeit kurz zusammengefasst werden. Eine Limitierung des Systems sind die eingesetzten Kugellager mit den bekannten Nachteilen: begrenzte Lebensdauer bei hohen Drehzahlen, mechanischer Abrieb und Notwendigkeit von Schmiermitteln. Dies motiviert die Entwicklung eines Magnetlagers, das beispielsweise auch einen Einsatz im Vakuum ermöglichen würde. Dabei ist das Magnetlager so kompakt als möglich zu gestalten, um das Bauvolumen des Antriebssystems nicht zu stark zu erhöhen. Hierzu wird in Abschnitt 3.3 ein Magnetlager vorgestellt, welches sowohl die radiale als auch die axiale Stabilisierung des Rotors in einer Einheit erlaubt. Weiter wird in Abschnitt 3.4 näher auf die für das Magnetlager notwendige Positionserfassung eingegangen.

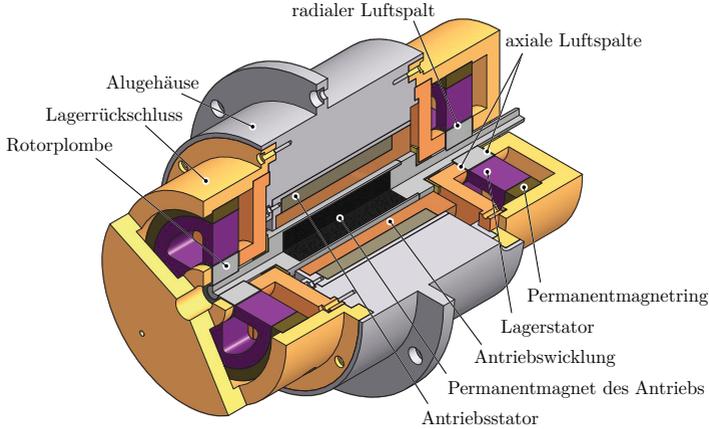


Abb. 3.1: Aufgeschnittene Ansicht des Antriebssystems mit den radial-axial kombinierten Magnetlagern an beiden Enden.

3.2 Antrieb mit PMSM

Für den Antrieb wird die in [1] vorgestellte permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM) verwendet. Eine der Herausforderungen bei hochdrehenden Antrieben ist die Minimierung der hochfrequenten Verluste, welche speziell bei hohen Drehzahlen ins Gewicht fallen. Die zusätzlichen Verluste im Rotor und dem Eisenrückschluss haben ihre Ursache in den Wirbelstromverlusten, welche quadratisch zur Drehzahl skalieren. Eine Möglichkeit, die Rotorverluste zu minimieren, ist ein Design der Maschine, welches den Nuteneffekt vermeidet. Die Wahl eines Rückschlusses aus amorphem Eisen hält die Eisenverluste im Stator gering und die Verluste in den Wicklungen werden durch Verwenden von Litzendraht minimiert. Auch die Luftwiderstandsverluste sind bei hochdrehenden Antrieben zu beachten. Diese skalieren bei laminaren Verhältnissen nach [36] mit der Länge l und dem Radius r des Rotors. Mit der Drehgeschwindigkeit ω lassen sich die Luftwiderstandsverluste ausdrücken als:

$$P_{\text{Luft}} \propto \omega^3 r^4 l, \quad (3.1)$$

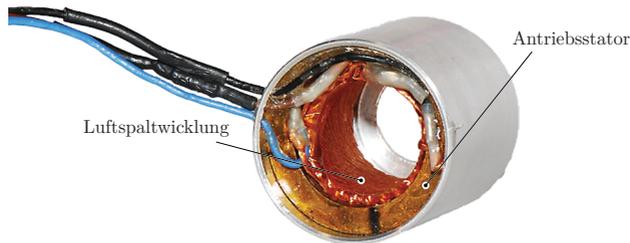


Abb. 3.2: Elektrischer Antrieb: Stator aus amorphem Eisen und Luftspaltwicklung gefertigt mit Litzendraht.

und können dementsprechend nur über eine möglichst kompakte Bauweise des Rotors klein gehalten werden. Der grosse Einfluss des Rotordurchmessers ist hier besonders zu beachten.

Der Rotor besteht aus einem diametral magnetisierten SmCo Permanentmagneten, welcher in eine Titanhülle eingepresst ist. Der genaue Aufbau des Rotors wird beim Aufbau der Lagereinheiten gezeigt. In Abbildung 3.2 sind sowohl der nutenlose Stator aus amorphem Eisen zu sehen, als auch die Luftspaltwicklung aus Litzendraht, welche konzentrisch zum Stator liegt. Ein Querschnitt des elektrischen Antriebs in Abbildung 3.3 zeigt die Lage des Stators, der Wicklung und auch des Rotors.

3.3 Aufbau des Lagers

Für die aktive magnetische Lagerung eines langgestreckten Rotors in den fünf Freiheitsgraden braucht es mehrere Magnetlager. Der sechste Freiheitsgrad, die Rotation, wird durch den Antrieb kontrolliert. Wie in Kapitel 2.4.2 gezeigt, sind für die Lagerung eines Körpers in einer Achse zwei gegenüberliegende Elektromagnete vorzusehen. Zwei solche Magnetpaare, welche rechtwinklig zueinander stehen, bilden dann ein Radiallager, welches den Rotor in zwei Richtungen stabilisiert. Um auch die Verkip-

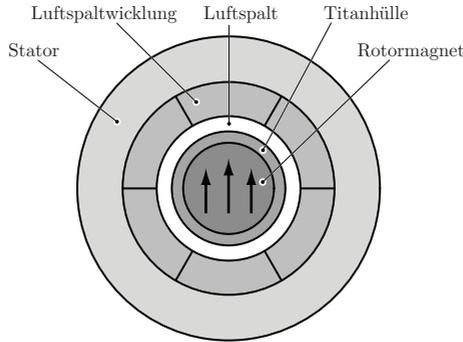


Abb. 3.3: Querschnitt des permanentmagneterregten Synchronmotors: Der diametral magnetisierte Rotormagnet ist in eine Titanhülle eingepresst. Die Luftspaltwicklung liegt in einem Stator aus amorphen Eisen ohne Nuten (Abmessungen der einzelnen Funktionsteile nicht massstäblich gezeichnet).

pungen des Rotors kontrollieren zu können, braucht es ein zweites solches Radiallager. Um schlussendlich den Rotor auch in axialer Richtung aktiv zu stabilisieren, wird ein weiteres Magnetpaar benötigt. Hierzu ist noch eine ferromagnetische Scheibe vorzusehen, welche zwischen den beiden Magneten des Axiallagers liegt. Diese klassische Anordnung von zwei Radiallagern und einem Axiallager ist in Abbildung 3.4 dargestellt.

Die aktive magnetische Lagerung erfordert also Platz für drei Lageeinheiten entlang des zu lagernden Rotors. Um diesen Platzbedarf zu minimieren, soll in den nächsten Kapiteln ein radial und axial kombiniertes Magnetlager vorgestellt werden.

3.3.1 Radial und axial kombiniertes Magnetlager

Die Kombination von Radial- und Axiallager ist eine Möglichkeit, die Größe der Magnetlager klein zu halten. Eine mögliche Topologie eines integrierten Lagers wird in [37] vorgestellt. Dort wird ein Rotor verwendet, dessen Enden konisch geformt sind. Damit kann mit denselben Magneten eine Kraft sowohl in axialer als auch in radialer Richtung erzeugt werden. Allerdings sind die verschiedenen Achsen miteinander verkop-

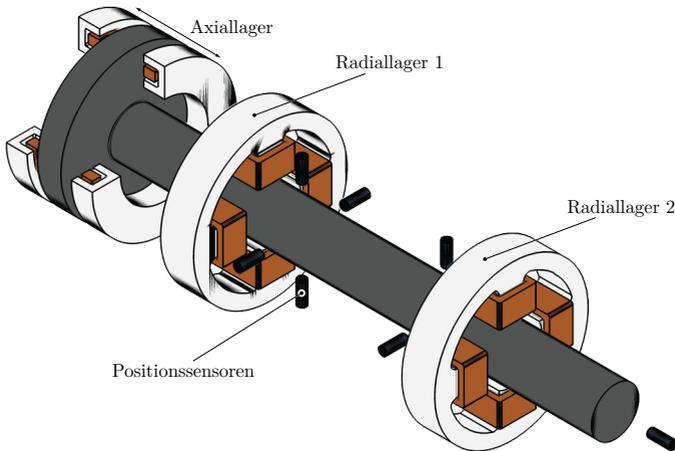


Abb. 3.4: Traditionelle Anordnung der einzelnen Magnetlager bei einem komplett aktiv magnetisch gelagerten Rotor. Die Antriebseinheit könnte zwischen den beiden Radiallagern platziert werden.

pelt, was einen zusätzlichen Regelaufwand mit sich bringt. Ein weiteres Konzept, mit einem gemeinsamen Eisenkreis für Radial- und Axiallager wird in [38] vorgestellt. Ein andere Variante dieses Konzepts wird in [39] beschrieben und soll nun näher erläutert werden.

3.3.2 Funktionsweise des Axiallagers

Wie in Kapitel 2.4.2 gezeigt wurde, ist es vorteilhaft, ein aktives Magnetlager mit einer Vormagnetisierung zu betreiben. Dieser Vormagnetisierungsfluss erlaubt es, Wicklungsraum zu sparen und linearisiert die Kraft–Strom–Relation, erzeugt alleine jedoch keine Kraft. Um eine Kraft zu erzeugen, muss ein Kontrollfluss so überlagert werden, dass in den zwei gegenüberliegenden Luftspalten einer Achse verschiedene magnetischen Flussdichten auftreten. Damit lässt sich dann eine magnetische Kraft wie in 2.4.2 beschrieben erzeugen. Die einzelnen Komponenten des Lagers sind in Abbildung 3.1 bezeichnet. Der für die Vormagnetisierung verwendete Permanentmagnet hat die Form eines Ringes und ist radial magnetisiert. Gegen aussen wird der Magnetring durch eine Schale begrenzt, welche den magnetischen Rückschluss bildet. Wie in Abbildung 3.5 (a)

zu sehen ist, fließt der Fluss Φ_{PM} vom Permanentmagnetring über den Rückschluss zu den beiden axialen Luftspalten. Via die ferromagnetische Rotorplombe fließt der magnetische Fluss durch die vier radialen Luftspalte und schließt sich via den Lagerstator. Unter der Annahme, dass der Rotor zentriert im Luftspalt liegt, ist die magnetische Flussdichte in den beiden axialen Luftspalten beziehungsweise in den vier Radialluftspalten gleich gross. Der Permanentmagnetring erzeugt die homopolare Vormagnetisierung sowohl für das Axiallager als auch für die beiden Radiallager. In Abbildung 3.5 (b) sind die für eine Krafterzeugung notwendigen Kontrollflüsse dargestellt. Die axiale Wicklung liegt konzentrisch zum Rotor in der Schale und erzeugt einen magnetischen Fluss, der im Rückschluss und über die beiden axialen Luftspalte fließt, nicht jedoch durch die radialen Luftspalte. Dass nur ein kleiner Teil dieses Kontrollflusses den Pfad via die Radialluftspalte nimmt, ist auf den Permanentmagnetring zurückzuführen. Dieser hat eine Permeabilitätszahl $\mu_{r,\text{PM}} \approx 1$, was wiederum bedeutet, dass sich der Magnet wie ein zusätzlicher Luftspalt, d.h. wie ein hoher magnetischer Widerstand verhält. Abbildung 3.6 (b) zeigt, dass auch der Kontrollfluss des Axiallagers homopolar ist. Während sich der Fluss aus der Vormagnetisierung und der axiale Kontrollfluss im rechten Luftspalt addieren, fließen die beiden Flüsse im linken Luftspalt gegensinnig und heben sich daher teilweise auf. Der resultierende Fluss im rechten Luftspalt ist also grösser als der resultierende Fluss im linken Luftspalt, was zu einer magnetischen Kraft in positiver Richtung der z -Achse führt.

3.3.3 Funktionsweise der beiden Radiallager

Dieselben Überlegungen lassen sich auch für das Radiallager anstellen, welches die Kräfte in x - und y -Richtung erzeugt. Die je zwei gegenüberliegenden Wicklungen pro Achse sind in Serie verschaltet und führen denselben Strom. In den Abbildungen 3.5 (b) und 3.6 (a) ist der Kontrollfluss für die y -Achse eingezeichnet. Auch dieser Fluss fließt praktisch ausschliesslich im Lagerstator und schließt sich via die radialen Luftspalte und die ferromagnetische Rotorplombe. Ein möglicher Pfad über die äusseren Lagerteile ist aufgrund der hohen Reluktanz des Permanentmagnetringes nicht vorteilhaft. Erklären lässt sich auch, dass der Kontrollfluss der y -Achse nicht durch die Luftspalte der x -Achse fließt. Hierfür werden die beiden in Serie verschalteten Wicklungen einzeln betrachtet. Die untere

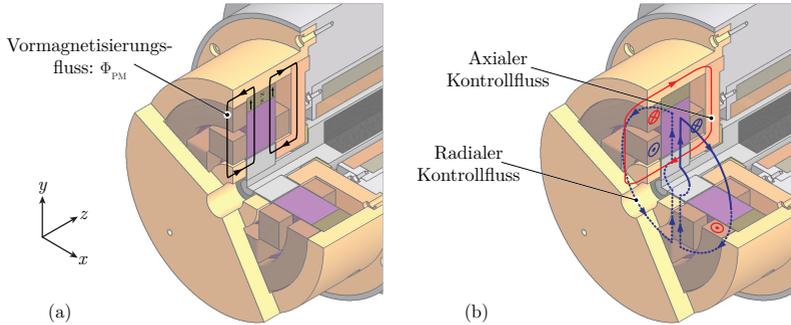


Abb. 3.5: (a) Magnetischer Fluss der Vormagnetisierung, welcher durch den Permanentmagnetring erzeugt wird. Die magnetische Flussdichte dieses Flusses ist in jeweils zwei gegenüberliegenden Luftspalten gleich gross und erzeugt daher in der Nullposition des Rotors keine Kraft. (b) Um eine Kraft zu generieren, muss ein Kontrollfluss überlagert werden. Zu sehen sind der Kontrollfluss für die y -Achse und der axiale Kontrollfluss.

Wicklung würde in den Luftspalten der x -Achse eine nach aussen gerichtete Komponente erzeugen, während die Wicklung des oberen Statorzahns eine nach innen orientierte Komponente generiert. Aufgrund der Symmetrie des Systems lässt sich leicht erkennen, dass sich diese Komponenten gegenseitig aufheben.

Es lässt sich aus diesen Überlegungen also schliessen, dass die einzelnen Achsen nicht miteinander verkoppelt sind. Dies trifft jedoch nur näherungsweise zu, da in der einfachen Betrachtung an dieser Stelle davon ausgegangen wird, dass der Rotor sich mittig in den jeweiligen Luftspalten befindet.

3.3.4 Steifigkeiten der Magnetlager

Die Kraft, welche auf den Rotor wirkt, ist im Wesentlichen von zwei Größen abhängig. Durch die magnetische Vorspannung des Eisenkreises mit dem Permanentmagnetring wirkt sich die Position des Rotors direkt auf die Kraft aus. Andererseits kann die Kraft auf den Rotor durch entsprechende Bestromung der Lagerwicklungen kontrolliert werden.

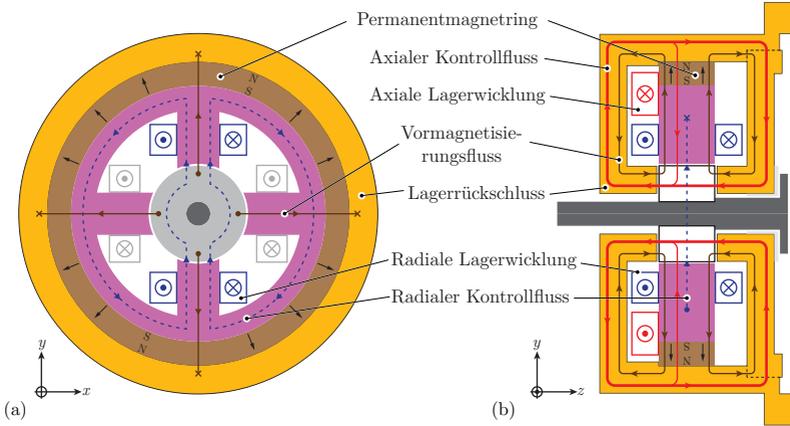


Abb. 3.6: Querschnitte durch das kombinierte Magnetlager. Schnitt (a) liegt in der XY-Ebene und zeigt die Überlagerung der Vormagnetisierung mit dem radialen Kontrollfluss. Schnitt (b) in der YZ-Ebene macht die Überlagerung der Vormagnetisierung und des axialen Kontrollflusses deutlich.

Wird der Rotor im unbestromten Lager aus der Nullposition ausgelenkt, ergeben sich unterschiedliche Flussdichten in den verschiedenen Luftspalten, was zu einer resultierenden Kraft auf den Rotor führt. Wird der Rotor in positive x -Richtung ausgelenkt, wird sich im verkleinerten Luftspalt x_+ eine höhere Flussdichte einstellen als im durch die Auslenkung vergrößerten gegenüberliegenden Luftspalt x_- . Die Kraft, die so entsteht, wirkt destabilisierend und wird versuchen den Rotor noch stärker aus der Nullposition zu verschieben. Diese sogenannte negative, radiale Steifigkeit k_r ist definiert als

$$k_r = \left. \frac{\partial F_x}{\partial x} \right|_{x=0, i_{cx}=0} . \tag{3.2}$$

Diese Steifigkeit ist für beide radialen Achsen in der Nullposition identisch und lässt sich in analoger Weise auch für die axiale Richtung definieren:

$$k_z = \left. \frac{\partial F_z}{\partial z} \right|_{z=0, i_{cz}=0} . \tag{3.3}$$

In gleicher Weise lässt sich die Abhängigkeit der Kraftbildung vom Strom beschreiben. Die Stromrichtung ist so definiert, dass durch eine positive Bestromung eine Kraft in die positive Achsenrichtung gebildet wird. Dies führt zur Definition der Kraft–Strom Konstante k_i als

$$k_i = \left. \frac{\partial F_x}{\partial i_c} \right|_{x=0}, \quad (3.4)$$

welche wiederum für alle drei Lagerachsen definiert werden kann. Auch hier gilt, dass die beiden radialen Achsen eine identische Kraft–Strom–Relation besitzen.

Folglich lassen sich die Kräfte auf den Rotor in einem Arbeitspunkt linearisieren und als Kombination einer Orts- und einer Stromabhängigkeit beschreiben. Für die x -Richtung folgt beispielsweise:

$$F_x = k_i \cdot i_{cx} + k_r \cdot x. \quad (3.5)$$

Im Zuge dieser Arbeit wird jedoch ersichtlich, dass nicht immer lineare Verhältnisse vorherrschen und daher diese Beziehung entsprechend angepasst werden muss.

3.4 Positionssensorik

Ein wichtiger Bestandteil eines aktiven Magnetlagers ist die Vorrichtung zur Messung der Rotorposition. Für die Positionsregelung muss die Lage des Rotors jederzeit bekannt sein, um die aufzubringende Kraft zur Einhaltung des Positionssollwertes zu berechnen. Die Positionsmessung muss berührungsfrei erfolgen und eine relativ hohe Auflösung kleiner Abstände garantieren, da der Luftspalt des Systems im Bereich von 0.5 mm liegt. Um die Position des Rotors zu detektieren stehen Sensoren mit unterschiedlichen Funktionsprinzipien zur Verfügung [30, 40]. Die einzelnen Varianten werden im Folgenden kurz beschrieben um dann das verwendete System etwas genauer zu betrachten.

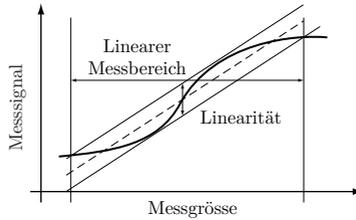


Abb. 3.7: Begriffe zur Beschreibung einer Sensorik.

3.4.1 Begriffe

Die Qualität einer Sensorik wird durch folgende Begriffe charakterisiert (vgl. Abbildung 3.7):

Messbereich Die Messgröße wird durch den Sensor in ein Signal umgewandelt. Gewünscht ist eine lineare, eineindeutige Beziehung zwischen der gemessenen physikalischen Größe und dem elektrischen Messsignal. Dieser Bereich umfasst je nach Messprinzip nicht den ganzen Bereich der Messgröße. Der Bereich in dem die Messgröße sinnvoll ausgewertet werden kann, wird Messbereich genannt und ist auch in Abbildung 3.7 dargestellt.

Linearität Reale Sensoren zeigen zwischen der Messgröße und der Messsignal meist keinen exakt linearen Zusammenhang, d.h. kein konstantes Verhältnis. Die Linearität entspricht der maximalen Abweichung zwischen idealem und realem Verlauf des Ausgangssignals in Abhängigkeit der Messgröße in einem bestimmten Messbereich [41]. Meist wird die maximale Abweichung von der geforderten Geraden in Prozent des Anzeigebereichs angegeben [42].

Sensitivität Die Sensitivität beschreibt das Verhältnis zwischen einer Messsignaländerung in Relation zur Änderung der Messgröße. Für einen Positionssensor wird die Sensitivität beispielsweise mit $\text{mV}/\mu\text{m}$ angegeben.

Auflösung Die Auflösung des Sensors beschreibt, welchen Unterschied in der Messgröße gerade noch unterschieden werden kann. Die Auflösung des Sensors ist hauptsächlich limitiert durch Störsignale, welche jedoch mit Filtern reduziert werden können.

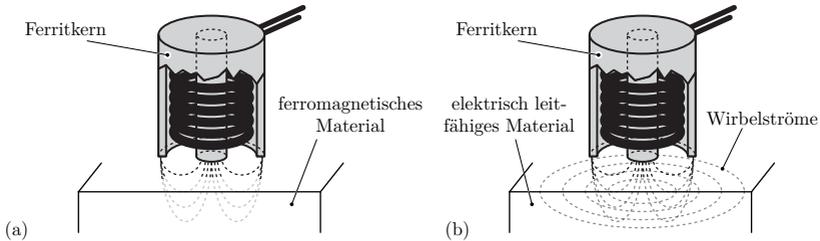


Abb. 3.8: Zwei Varianten elektromagnetischer Positionssensoren: (a) Induktiver Sensor und (b) Wirbelstromsensor.

3.4.2 Messprinzipien für die Positionsbestimmung

Induktive Sensoren

Bei der induktiven Positionsmessung wird wie in Abbildung 3.8 (a) dargestellt, eine (Luft-)spule auf die Oberfläche des Objekts gerichtet, dessen Position bestimmt werden soll. Die Induktivität wird typischerweise mit einem Signal mit einer Frequenz im Bereich von 20-100 kHz gespeist. Der Schwingkreis kann sowohl mit eingepprägtem Strom oder konstanter Spannung betrieben werden. Hierbei entfällt der Aufwand einer Stromregelung, jedoch treten bei Resonanz hohe Ströme auf. Je nach Abstand des ferromagnetischen Messobjektes ändert sich der Induktivitätswert ($\delta \downarrow \Rightarrow L_L \uparrow$), was durch eine Elektronik gemessen und in eine Ausgangsspannung gewandelt wird. Die Ausgangsspannung hängt wie folgt von der Impedanz der Induktivität ab:

$$U_L = Z_L \cdot I_L = (R_L + j\omega L_L) \cdot I_L. \quad (3.6)$$

Damit die Ausgangsspannung möglichst sensibel auf eine Änderung der Induktivität L_L der Spule reagiert, sollte der ohmsche Anteil der Impedanz der Induktivität gering gehalten werden. Der ohmsche Anteil wird allerdings bei hohen Betriebsfrequenzen auch durch die Wirbelstromverluste im Messobjekt erhöht. Damit ist auch die Bandbreite der Messung limitiert.

Wirbelstromsensoren

Bei einem Wirbelstromsensor wird die Induktivität in einem Schwingkreis betrieben und das Magnetfeld der Induktivität wird wie in Abbildung 3.8 (b) dargestellt auf das elektrisch leitfähige Messobjekt gerichtet [43]. Hierbei kann zur Verstärkung des Magnetfeldes ein Ferritkern eingesetzt werden. Je nach Abstand des Messobjektes werden mehr oder weniger Wirbelströme induziert. Diese Wirbelströme dämpfen den Schwingkreis, was durch eine Elektronik ausgewertet werden kann. Da bei diesem Sensortyp Wirbelstromverluste erwünscht sind, wird der Wirbelstromsensor mit einer hohen Frequenz im MHz-Bereich betrieben. Dies erhöht die Bandbreite des Sensors gegenüber der des induktiven Positionssensors. Ein weiterer Vorteil der hohen Betriebsfrequenz liegt darin, dass die Schaltfrequenzen der die aktiven Magnetlager ansteuernden Leistungselektronik deutlich tiefer liegen, wodurch Störungen in der Positionsmessung reduziert werden.

Kapazitive Sensoren

Bei kapazitiven Positionssensoren kann das Messobjekt als eine Elektrode eines Plattenkondensators betrachtet werden. Die Kapazität eines Kondensators ist umgekehrt proportional zum Abstand der beiden Elektroden und damit ein direktes Mass für den Abstand des Messobjektes. Kapazitive Sensoren erreichen eine hohe Auflösung bis in den nm-Bereich, sind allerdings sehr anfällig auf Schmutz, Staub oder Feuchtigkeit, da dadurch die Dielektrizitätskonstante im Raum zwischen den Elektroden beeinflusst wird.

Optische Sensoren

Für die Messung der Position mit optischen Methoden, sind verschiedene Prinzipien bekannt. Eine Möglichkeit besteht darin, einen Lichtstrahl auf einen lichtempfindlichen Sensor zu richten. Als Sensor können beispielsweise Photodioden, Phototransistoren oder Photowiderstände verwendet werden. Durch Bewegung des Messobjektes wird wie bei einer Lichtschranke ein Teil des Lichtes am Auftreffen auf der Photodiode gehindert. Der Schattenwurf ist somit ein direktes Mass der Position. Bei einer anderen Variante wird ein Lichtstrahl auf das Messobjekt gerichtet und von der Photodiode das reflektierte Licht gemessen, welches sich

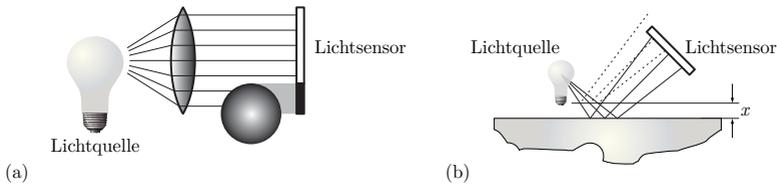


Abb. 3.9: Optische Positionsmessung mit (a) dem Prinzip der Lichtschranke oder (b) durch Reflexion des Lichtstrahls am Messobjekt.

abhängig von der Position des Messobjektes ändert. Optische Sensoren bieten eine sehr hohe Bandbreite und sind unempfindlich gegenüber elektromagnetischen Störungen. Sie sind jedoch sehr störanfällig bezüglich Verschmutzung und Staub und erfordern eine direkte Sicht auf das Messobjekt.

3.4.3 Ausgewählte Positionssensorik

Die Positionssensorik sollte möglichst kompakt aufgebaut werden. Sowohl die Positionsmessung der axialen als auch der radialen Bewegungsrichtung soll auf einfachen Sensorplatinen realisiert werden, die direkt mit der bereits vorhandenen Hilfsspannung der Ansteuerelektronik gespeist werden. Weiter soll der Aufbau möglichst resistent gegenüber kapazitiven und induktiven Störungen — insbesondere bei der Verkabelung — sein. Abbildung 3.10 zeigt schematisch den Aufbau des Sensorsystems. Das hochfrequente Erregersignal für die Wirbelstromsensoren der z -Achse wird auf dem Axialboard erzeugt und direkt an die differentiell arbeitenden Axialsensoren angeschlossen. Die Messsignale werden auf der Platine ausgewertet und als Gleichsignal an die Ansteuerelektronik zurückgegeben. Analog dazu wird die Erregung, wie auch die ganze Auswertung für die radiale Positionsbestimmung, auf der Radialplatine platziert. Es werden lediglich die fertig ausgewerteten Gleichspannungssignale via Axialplatine zurück zur Ansteuerelektronik geführt. Da die Positionssignale analog ausgewertet werden, ist es vorteilhaft, die Erregung und die Auswertung direkt auf den Sensorplatinen zu realisieren und somit Störungen in langen Analogpfaden zu vermeiden. Im Abschnitt zur Auswertung der Radialsensoren (siehe Abbildung 3.16) wird noch genauer auf die Störungen eingegangen, welche im analogen Signalpfad auftreten können.

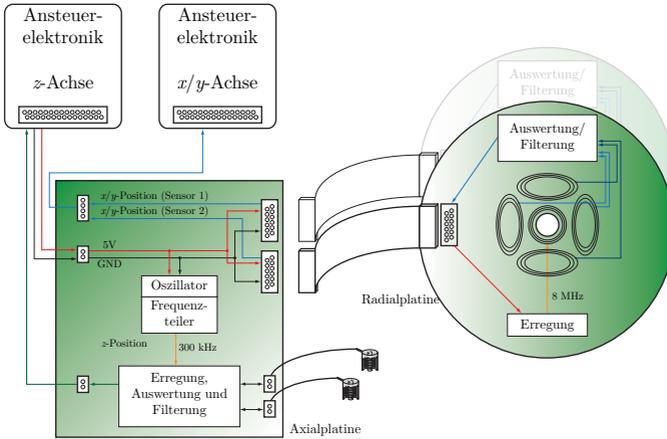


Abb. 3.10: Hardwarekonzept der Positionssensorik: Die Axialplatine generiert die Erregung für die Axialsensoren, wertet die axiale Position aus und führt auch die Sensorsignale der zwei Sensorplatinen für die radiale Positionsmessung zurück auf die Ansteuer- und Auswerteelektronik. Die Erregung und die Auswertung der Radialposition erfolgt direkt auf den beiden Radialplatinen.

Positionssensorik für die Axiallager

Um die Lage des Rotors in axialer Richtung zu bestimmen, werden zwei differentiell ausgewertete Wirbelstromsensoren auf die Enden des Rotors gerichtet. Beide Sensoren werden mit einer Sinusspannung um die 300 kHz betrieben und bilden mit einer Kapazität einen Schwingkreis. Die Grundschwingung über der Kapazität wird in beiden Schwingkreisen gemessen und miteinander verrechnet. Befindet sich der Rotor mittig zwischen den beiden Wirbelstromsensoren wie in Abbildung 3.11 (a) dargestellt, ist die Frequenzantwort beider Schwingkreise identisch und dementsprechend verschwindet die Differenz der beiden Kapazitätsspannungen. Verschiebt sich nun der Rotor aus seiner Nullposition heraus, verändern sich die wirksamen Induktivitäten der beiden Schwingkreise. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises ist definiert als $f_{\text{Res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ und führt dazu, dass bei ausgelenktem Rotor die Frequenzantworten der beiden Schwingkreise nicht mehr identisch sind. Die bei der Erregungsfrequenz gemessenen Sensorspannungen haben dementsprechend eine unterschiedliche Verstärkung. Die Differenzspannung $U_1 - U_2$ entspricht dem

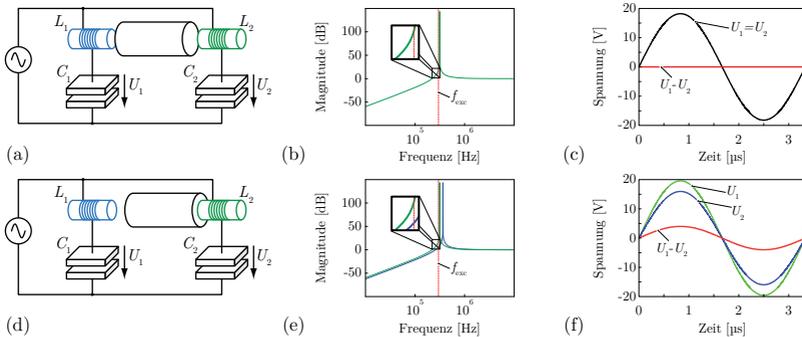


Abb. 3.11: Für die axiale Positionsbestimmung werden zwei Wirbelstromsensoren differentiell betrieben. Die Funktionsweise dieser Positionsmessung wird in (a)–(c) mit Hilfe der Frequenzantwort der beiden Schwingkreise und der ausgewerteten Spannungen für den Fall eines zentrierten Rotors illustriert. Im Unterschied dazu wird in (d)–(f) der Fall eines ausgelenkten Rotors dargestellt.

nach dem Sensorsignal in Abhängigkeit der axialen Rotorposition. Dieses Sensorprinzip funktioniert auch mit nur einem Schwingkreis. Durch die differentielle Auswertung verdoppelt sich allerdings der Spannungshub. Weiter werden einige Störungen der Sensoren, beispielsweise eine Temperaturdrift, im Idealfall gerade aufgehoben.

Positionsensorik für die Radiallager

Funktionsprinzip der radialen Positionsmessung Für die radiale Positionsmessung werden üblicherweise vier Sensoren konzentrisch zur Welle wie in Abbildung 3.4 angeordnet. Hierbei ist die Achse des Sensors — beispielsweise die Spule eines Wirbelstromsensors — senkrecht auf die Rotorachse gerichtet. Bei einem sehr dünnen Rotor, wie dies beim vorgestellten System der Fall ist, ist der hierfür notwendige Platz sehr knapp bemessen. In vielen Anwendungen ist der Platz für ein Magnetlager und die dafür notwendigen Komponenten beschränkt. Je weniger Platz die Positions-messung entlang des Rotors einnimmt, desto mehr Platz bleibt für das eigentliche Lager übrig. Eine platzoptimierte und auch kostengünstige Variante eines Wirbelstromsensors wird in [44] vorgestellt. Statt in Form einer Kupferspule wird die Induktivität durch eine kreisförmige Wicklung direkt auf einer Leiterplatte realisiert, welche in der Mitte eine

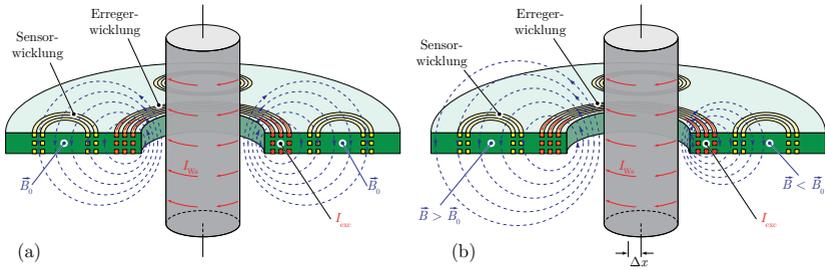


Abb. 3.12: Funktionsweise des radialen Positionssensors in x -Richtung: Die Erregerwicklung erzeugt ein symmetrisches Magnetfeld \vec{B}_0 und induziert im elektrisch leitfähigen Rotor Wirbelströme I_{ws} . Befindet sich der Rotor in seiner Nullposition (a), bleibt das magnetische Feld auch mit der Überlagerung des durch die Wirbelströme erzeugten Feldes symmetrisch. Wird der Rotor jedoch um Δx aus seiner Nullposition ausgelenkt (b), verstärkt sich das magnetische Feld auf der einen Seite, während es auf der gegenüberliegenden Seite abgeschwächt wird. Dieser Unterschied der magnetischen Felder wird mit Hilfe der anti-seriell verschalteten Sensorwicklungen gemessen [44, 45].

Durchführung für den Rotor aufweist. Die Hauptkomponente des durch diese Wicklung erzeugten Feldes liegt parallel zur Rotorachse und damit liegen die zu messenden radialen Bewegungsrichtungen in der Ebene der Leiterplatte. Dies ist ein denkbar ungünstiger Umstand, da die höchste Sensitivität eines Wirbelstromsensors dann erreicht wird, wenn die Bewegungsrichtung des Objekts senkrecht zur Sensorfläche liegt. Daher kann ein Wirbelstromsensor ausgeführt auf einer Leiterplatte nicht nach demselben Prinzip funktionieren wie ein herkömmlicher Wirbelstromsensor, welcher bei einer Rotorbewegung die Dämpfung eines Schwingkreises misst. Der in [44] vorgestellte Sensor unterscheidet sich von herkömmlichen Wirbelstromsensoren auch dadurch, dass unterschieden wird zwischen einer Erregerwicklung und separaten Sensorwicklungen.

In Abbildung 3.12 ist der Aufbau dieses Sensortyps dargestellt. Der Sensor besteht aus einer Erregerwicklung, welche konzentrisch zur Rotordurchführung gefertigt ist, und vier Sensorwicklungen. Je zwei gegenüberliegende Sensorwicklungen sind für die Positionsmessung in einer Achse verantwortlich und sind anti-seriell verschaltet. Die Erregerwicklung wird mit einer Wechselspannung im MHz-Bereich gespeist und baut ein symmetrisches Magnetfeld auf. Um eine hohe Induktivität der Erregerwicklung zu erlangen, wird der Sensor mittels einer mehrlagigen Leiterplat-

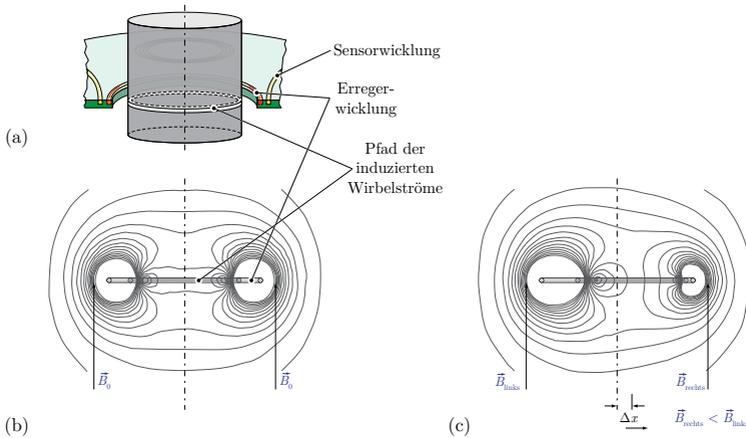


Abb. 3.13: Simulation der Feldüberlagerung von Erregerfeld und Wirbelstromfeld im Radialsensor mit Hilfe zweier Kreisringspulen. (a) Der Rotor wird als Kurzschlussring modelliert und wird durch die Erregerwicklung umschlossen. (b) Im Falle eines zentrierten Rotors liegen die beiden Kreisringspulen konzentrisch und das resultierende Feld ist symmetrisch. (c) Ist die innere Kreisspule, welche den Strompfad der induzierten Wirbelströme im Rotor darstellt, nach rechts ausgelenkt, entsteht an den Orten, wo sich die Sensorspulen befinden, eine asymmetrische Feldverteilung, was zu einem Positionssignal führt.

te realisiert. Der Rotor besteht im betrachteten System aus elektrisch leitfähigem Titan, in welchem sich speziell bei hohen Frequenzen Wirbelströme bilden, die das Feld der Erregerwicklung verdrängen. Wird nun der Rotor aus seiner Nullposition ausgelenkt, resultiert eine Asymmetrie der Feldverteilung bezüglich der beiden gegenüberliegenden Sensorwicklungen. Durch Überlagerung des Erregerfeldes und des Feldes, welches durch die induzierten Wirbelströme verursacht ist, wird gesamthaft betrachtet das magnetische Feld auf der einen Seite abgeschwächt, während es auf der gegenüberliegenden Seite verstärkt wird.

Mit dem Induktionsgesetz

$$U_{\text{ind}} = -\frac{d}{dt} \iint_A \vec{B} \cdot d\vec{A}, \quad (3.7)$$

wird deutlich, dass die verschiedenen Amplituden des magnetischen Fel-

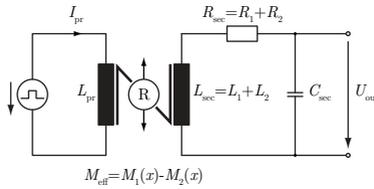


Abb. 3.14: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des radialen Positionssensors: Die Widerstände stellen die Kupferleitungen der Wicklungen dar, während die Kapazität die beiden Schwingkreiskapazitäten zusammenfasst. Die magnetische Kopplung des Erreger- und des Sensorschwingkreises wird als Differenz der beiden wirksamen Gegeninduktivitäten zusammengefasst und ist abhängig von der Position x des Rotors [45].

des unterschiedliche induzierte Spannungen in den Sensorwicklungen zur Folge haben. Dies kann durch die anti-serielle Verschaltung der Sensorwicklungen detektiert werden.

In Abbildung 3.13 ist eine vereinfachte Simulation für die Überlagerung des Erregerfeldes und des magnetischen Feldes der im Rotor induzierten Wirbelströme dargestellt. Vereinfacht werden die beiden Strompfade als konzentrische Kreisringspulen modelliert, in welchen der Strom gegensinnig fließt. Für den Fall eines zentrierten Rotors ist das resultierende Feld achsensymmetrisch und dementsprechend wird in den beiden gegenüberliegenden Sensorspulen die gleiche Spannung induziert. Bei einem nach rechts ausgelenkten Rotor (hier die innere Kreisringspule) ist die Überlagerung der beiden Felder nicht mehr symmetrisch. Dies führt dazu, dass in den beiden gegenüberliegenden Sensorspulen eine unterschiedliche Spannung induziert und so ein messbares Positionssignal generiert wird.

Eine ausführliche Untersuchung, elektromagnetische Simulationen und eine Optimierung für diese Art von Wirbelstrompositionssensoren werden in [45, 46] vorgestellt. Wie in Abbildung 3.14 gezeigt, lässt sich demnach der radiale Positionssensor als eine magnetische Kopplung darstellen, deren Stärke von der Position x des Rotors abhängig ist. Die einzigen dämpfenden Elemente sind die Kupferwiderstände der Erreger- bzw. der Sensorwicklungen. Die beiden Schwingkreiskapazitäten lassen sich auf der

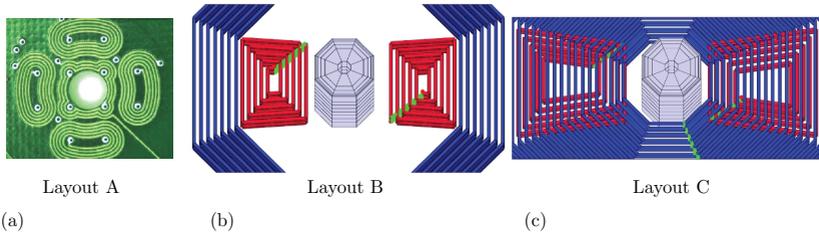


Abb. 3.15: (a) Sensorlayout des hergestellten und getesteten radialen Positionssensors auf einer vierlagigen Leiterplatte. Die vier Sensorwicklungen liegen ausserhalb der Erregerwicklung im Gegensatz zu (b) Layout B, wo die Sensorwicklungen (rot) innerhalb der zum Rotor konzentrischen Erregerwicklung platziert sind. (c) Die Erreger- und die Sensorwicklungen können sich auch auf den verschiedenen Lagen der Leiterplatte überlappen wie in Layout C dargestellt [45].

Sekundärseite zusammenfassen. Die Übertragung des Erregersignals auf die Seite der Sensorwicklungen L_1 und L_2 ist abhängig von der Rotorposition und kann als von der Differenz der beiden wirksamen Gegeninduktivitäten $M_1(x)$ und $M_2(x)$ abhängig gesehen werden. Die beiden Gegeninduktivitäten beschreiben die magnetische Kopplung der Erregerwicklung L_{pr} mit den beiden anti-seriell verschalteten Sensorwicklungen. Die Ausgangsspannung des Sensor berechnet sich demnach als [45]:

$$U_{\text{out}} = \frac{I_{\text{sec}}}{j\omega C_{\text{sec}}} = \frac{j\omega M_{\text{eff}} I_{\text{pr}}}{j\omega R_{\text{sec}} C_{\text{sec}} - \omega^2 L_{\text{sec}} C_{\text{sec}} + 1} = \frac{M_{\text{eff}} I_{\text{pr}}}{R_{\text{sec}} C_{\text{sec}}}. \quad (3.8)$$

Aus dieser Gleichung ist ersichtlich, dass für eine Optimierung des Sensorsignals U_{out} eine maximale magnetische Kopplung M_{eff} zwischen Erreger- und Sensorwicklungen anzustreben ist. Dies läuft jedoch der Forderung nach einem minimalen Wicklungswiderstand entgegen. Um eine optimale Wicklungsgeometrie der Erreger- und Sensorwicklung zu erhalten, wird in [45] eine Simulation des Rotors mit dem radialen Positionssensor vorgestellt. Zur Simulation wird die Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) Methode verwendet. Diese numerische Lösung der Maxwell-Gleichungen benötigt im Gegensatz zu FEM oder FDM Simulationen nur eine Diskretisierung der leitenden und dielektrischen Gebiete (elektrisches Ersatzschaltbild), braucht aber keine Randbedingungen. Dadurch wird die Anzahl Lösungsvariablen drastisch reduziert.

Vergleich verschiedener Sensorlayouts			
	Anzahl Windungen Erregerwicklung	Anzahl Windungen Sensorwicklungen	rel. Grösse des Sensorsignals
A	12	2x20	1
	16	2x20	1.05
	20	2x20	0.82
	16	2x24	0.94
B	28	2x20	3.75
	32	2x16	2.75
	36	2x12	2.05
C	40	2x8	2.04
	40	2x20	2.54

Tabelle 3.1: Stärke des Sensorsignals verschiedener Layouts der Wicklungen des radialen Positionssensors im Vergleich mit dem realisierten Sensor (erste Zeile) in Abbildung 3.15 (a).

Der zylinderförmige Titanrotor wird durch eine achteckige Geometrie modelliert, was einen guten Kompromiss zwischen Genauigkeit und Anzahl der PEEC-Zellen erlaubt. Da die erwarteten Wirbelströme im Rotor aufgrund der hohen Frequenz des Erregersignals hauptsächlich auf dessen Oberfläche auftreten, braucht es im Inneren des Rotors nicht viele PEEC Zellen. Die Erreger- bzw. die Sensorwicklungen werden, wie in Abbildung 3.15 dargestellt, abschnittsweise als kleine, längliche Quader modelliert. Mit Hilfe dieser Modellierung lassen sich verschiedene Sensorlayouts miteinander vergleichen.

Als Layout A wird die Anordnung von Erreger- und Sensorwicklungen bezeichnet, welche dem realisierten Prototypen des radialen Positionssensors entspricht. Hier liegt die Erregerwicklung innerhalb der vier Sensorwicklungen, wobei sich alle Wicklungen auf den vier Lagen der Leiterplatte verteilen. Eine alternative Anordnung ist die Umkehrung der Reihenfolge, d.h. die Erregerwicklung umschliesst die vier Sensorwicklungen wie in Layout B in Abbildung 3.15 (b) dargestellt. Schliesslich können die einzelnen Wicklungen auf je nur zwei Lagen der Sensorplati-

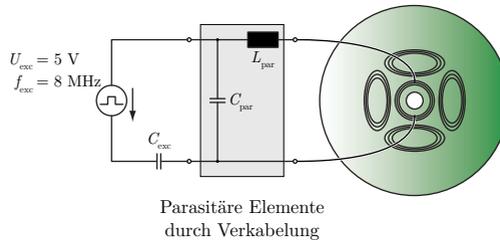


Abb. 3.16: Parasitäre Elemente der Verkabelung der Radialsensoren haben einen Einfluss auf die Schwingkreisgrößen und sind daher zu vermeiden.

ne ausgeführt werden, was eine Überlappung der einzelnen Wicklungen erlaubt. Dieses Layout C in Abbildung 3.15 (c) hat den Vorteil, dass eine Erhöhung der Anzahl Windungen nicht direkt eine Vergrößerung der Distanz zwischen Rotor und Sensorwicklungen bewirkt. Die relative Größe des Sensorsignals von verschiedenen Kombinationen von Layouts und Anzahl Windungen ist in Tabelle 3.1 zusammengefasst, wobei der realisierte Sensor vom Typ A als Referenz gilt. Die Resultate für Layout A zeigen sehr eingeschränkte Optimierungsmöglichkeiten. Im Gegensatz dazu lässt sich mit der richtigen Wahl der Anzahl Windungen mit Layout B oder Layout C eine deutliche Erhöhung des Sensorsignals (Signalhub) erreichen.

Auswertung der radialen Positionsmessung Wird die Erregung des Schwingkreises und die Auswertung der Spannungen in den Sensorwicklungen auf einer separaten Leiterplatte realisiert, ergeben sich einige Nachteile. Das hochfrequente Erregersignal muss mit einem Kabel zur Sensorplatine geführt werden und von dort werden die Spannungen der Sensorspulen gleicher Frequenz ebenfalls via Kabel zu der Leiterplatte mit der Auswertungsschaltung zurückgeführt. Der Einfluss dieser Verkabelung ist in Abbildung 3.16 veranschaulicht. Zusätzlich zur Induktivität auf der Sensorplatine und der dazugehörigen Schwingkreis Kapazität enthält die Schaltung parasitäre Elemente der Verkabelung. Während sich die parasitäre Induktivität L_{par} durch Verdrehen des Flachbandkabels nur wenig beeinflussen lässt, ändert sich die Kapazität C_{par} durch Berühren der Kabel sehr stark. Dies führt zu einer Verstimmung des Sensorschwingkreises und damit zu einer Änderung des Messergebnisses.

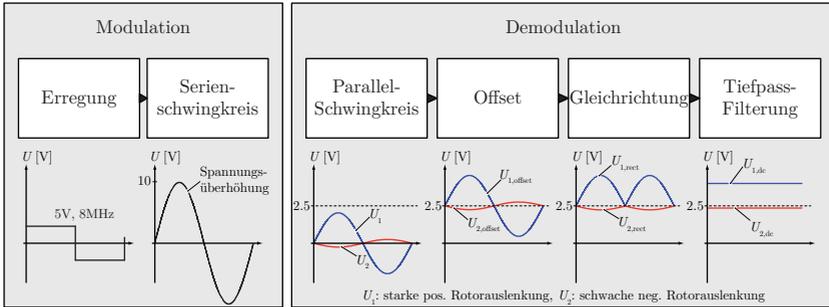


Abb. 3.17: Funktionsweise der auf der Radialplatte liegenden Erregung (Modulation) und der Auswertung (Demodulation) der radialen Positionssensoren. Beispielhaft sind die Sensorsignale für einen stark positiv bzw. schwach negativ ausgelenkten Rotor illustriert.

Um diese Art von Störungen zu unterdrücken, wird das radiale Sensorsystem so ausgelegt, dass nur DC-Signale via Kabel übertragen werden müssen. Wie in Abbildung 3.10 dargestellt, wird nur eine 5 V Speisung auf die Radialplatte geführt. Die 8 MHz Erregung des Schwingkreises wird mittels Oszillator direkt auf der Radialplatte erzeugt. Weiters wird die Spannung der beiden anti-seriell verschalteten Sensorwicklungen ebenfalls direkt auf der Sensorplatte demoduliert und ausgewertet. Wie im Blockschaltbild in Abbildung 3.17 dargestellt, besteht die Demodulation des Messsignals aus einer Gleichrichtung der Spannung, einer Tiefpassfilterung zur Minimierung des Rauschens und einer Skalierung, so dass das DC-Signal im von der Ansteuerelektronik verwertbaren Bereich von 0–5 V liegt. Zur Illustration der einzelnen Funktionsblöcke sind die Sensorsignale zweier verschiedener Rotorauslenkungen qualitativ dargestellt. Eine starke positive Auslenkung des Rotors führt demnach zu einer Ausgangsspannung nahe bei 5 V, während eine geringe Auslenkung des Rotors in negativer Richtung ein Ausgangssignal von knapp unterhalb 2.5 V ergibt. Dieses gleichgerichtete Signal wird durch die Kabelverbindung zurück auf die Axialplatte geführt und von dort dann an die entsprechende Ansteuerelektronik weitergeleitet.

In Abbildung 3.18 (a) sind die realisierten Sensorplatten gezeigt. Die

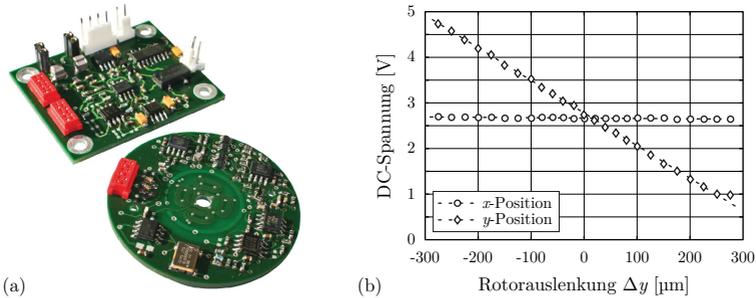


Abb. 3.18: (a) Für die Positionsmessung wurden eine Leiterplatte für die Axialpositionsmessung und zwei Radialsensoren (kreisrund) realisiert. (b) Wird der Rotor nur in der y -Achse ausgelenkt, zeigt das Signal im geforderten Messbereich von $\pm 300 \mu\text{m}$ eine lineare Charakteristik, während gleichzeitig das Signal der x -Achse entkoppelt ist und keine Bewegung gemessen wird.

rechteckige Leiterplatte wird mit 5 V aus der Ansterelektronik gespeist und beinhaltet die komplette axiale Positionsmessung mit der Erregung des Schwingkreises und der Auswertung der Sensorsignale. Die beiden runden Radialsensorplatinen werden über die Axialplatine mit 5 V versorgt und beinhalten neben der Erregung und den Auswerteschaltungen auch die direkt auf der Platine realisierten Sensorwicklungen.

Die Charakteristik der Positionsmessung in y -Richtung ist in Abbildung 3.18 (b) dargestellt. Die Positionsmessung zeigt sehr gute Linearität mit einer Sensitivität von $7 \text{ mV}/\mu\text{m}$ auf. Weiter ist ersichtlich, dass die Positionsmessung der x -Achse für Auslenkungen in y -Richtung konstant bleibt, die Positionsmessungen also keine Verkopplung aufweisen.

Kapitel 4

Analytische Modellierung des Magnetlagers

4.1 Analytisches Modell des Magnetkreises

4.1.1 Modellierung eines Magnetkreises

In diesem Kapitel wird ein analytisches Modell des radial und axial kombinierten Magnetlagers vorgestellt. Mit einem Ersatzschaltbild werden der Magnetpfad und die vorhandenen magnetischen Erregungen und Luftspalte modelliert. Das Ersatzschaltbild basiert auf der in Tabelle 2.2 beschriebenen Analogie zwischen einem elektrischen und einem magnetischen Kreis. Die verschiedenen Abschnitte des Magnetpfades werden durch magnetische Widerstände, d.h. Reluktanzen, beschrieben. Der magnetische Widerstand eines Pfadsegmentes mit der Permeabilitätszahl μ_r lässt sich mit der Länge l und dem Querschnitt A des Pfadabschnitts durch

$$R_m = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A} \quad (4.1)$$

berechnen.

Werden die in Tabelle 4.1 aufgeführten Permeabilitätszahlen der verschiedenen Materialien betrachtet, lässt sich der Magnetkreis erheblich

Permeabilitätszahlen		
Verwendung	Material	μ_r
Lagerrückschluss	Siliziumeisen (1.0884)	≈ 5215
Lagerstator	Powerlite (2605SA1)	≈ 45000
Permanentmagnetring	Recoma26 ($\text{Sm}_2\text{Co}_{16}$)	1.05
Rotor	Titan (Grade 5)	1.00005
Rotorplombe	Vacoflux50 (VAC)	≈ 4500

Tabelle 4.1: Richtwerte für die Permeabilitätszahlen der verschiedenen im Magnetkreis verwendeten Materialien [47–52].

vereinfachen. Durch die tiefe Permeabilität des aus Titan gefertigten Rotors, wird der Fluss alleine durch die Rotorplomben geführt, d.h. im Rotormaterial tritt kein magnetischer Fluss auf. Im Vergleich zum Permanentmagnetring und zu den Luftspalten weisen die restlichen Materialien, über welche sich die Magnetfelder des Lagers schliessen, eine sehr hohe Permeabilität auf. Dies führt dazu, dass die Reluktanzen dieser Pfadsegmente gegenüber den Luftspalten und dem Permanentmagneten vernachlässigbar sind, wie in Tabelle 4.2 bestätigt wird.

Es muss an dieser Stelle auch vorausgeschickt werden, dass ein analytisches Modell nicht dazu geeignet ist, exakte Werte für die magnetischen Flüsse zu berechnen. Das analytische Modell bietet jedoch die Möglichkeit, Einsicht in die physikalischen Vorgänge wie die Kopplung der verschiedenen Achsen zu erhalten und diese zu verstehen. Ein Grund für die quantitative Ungenauigkeit liegt beispielsweise in der Ausprägung von Streuflüssen, insbesondere bei den Luftspalten im Lager.

Um den Einfluss der Flussstreuung zu verstehen, wird ein einfacher, ringförmiger magnetischer Kreis mit einem Permanentmagneten als Durchflutungsquelle gemäss Abbildung 4.1 betrachtet. Diese grobe Vereinfachung ist möglich, da durch die hohe Permeabilität des Eisenkreises im Magnetlager die Geometrie des Eisenkreises nicht eine so grosse Rolle spielt und sich die verteilten Luftspalte somit zu einem konzentrierten Luftspalt zusammenfassen lassen. Wird im Eisenkreis auf einen Luftspalt verzichtet, dann stimmen die mit dem Ersatzschaltbild berechneten und die in einer 3D-FEM Simulation gefundenen Flussgrössen im Eisenkreis praktisch perfekt überein. Ein Luftspalt im Ersatzschaltbild wird durch

Die wichtigsten Reluktanzwerte		
Beschreibung	R_m [H^{-1}]	% von $R_{m,\text{PM}}$
Permanentmagnetring $R_{m,\text{PM}}$	$2.95 \cdot 10^6$	100% 
Axialer Luftspalt $R_{m,\delta,\text{ax}}$	$4.23 \cdot 10^6$	143% 
Radialer Luftspalt $R_{m,\delta,\text{rad}}$	$10.7 \cdot 10^6$	363% 
Lagerrückschluss $R_{m,\text{LRS}}$	$4.07 \cdot 10^4$	1.38% 
Rotorplombe (axial) $R_{m,\text{RP,ax}}$	$6.62 \cdot 10^3$	0.22% 
Rotorplombe (radial) $R_{m,\text{RP,rad}}$	$2.48 \cdot 10^4$	0.84% 
Lagerstator $R_{m,\text{LS}}$	$4.66 \cdot 10^3$	0.16% 

Durchflutungsquellen	
Beschreibung	Θ [AW]
Permanentmagnetring Θ_{PM}	950
Radiale Durchflutung $\Theta_{c,\text{rad}}$	28 per A Lagerstrom
Axiale Durchflutung $\Theta_{c,\text{ax}}$	54 per A Lagerstrom

Tabelle 4.2: Ein Vergleich der wichtigsten Reluktanzwerte im Magnetkreis mit einer generellen Luftspaltgrösse von $500 \mu\text{m}$ zeigt, welche magnetischen Widerstände bei einer analytischen Betrachtung zur Vereinfachung des Kreises vernachlässigt werden können. Zusätzlich sind die Werte der magnetischen Durchflutungsquellen ersichtlich.

eine Reluktanz unterschiedlicher Permeabilität mit der gleichen Querschnittsgrösse wie beim Eisenkreis berücksichtigt. In diesem Falle sinkt der totale magnetische Fluss durch den Eisenkreis aufgrund der erhöhten Reluktanz. Der Wert aus der Simulation ist jedoch deutlich kleiner als der mit dem Ersatzschaltbild berechnete Fluss. Bei der Betrachtung der Flussverteilung im Luftspalt, wird ersichtlich, dass der Fluss nicht nur auf dem kürzesten Weg den Luftspalt überwindet. Dieser Effekt kann einerseits durch eine Aufweitung der Luftspaltreluktanz oder andererseits durch eine Reduktion der Durchflutungsquelle kompensiert werden. Die Modellierung der Streureluktanzen ist insbesondere in der dreidimensionalen Geometrie des kombinierten radial-axial Magnetlagers nicht einfach möglich. Daher wird bei den Berechnungen versucht, den Einfluss der Streuung, also die Reduktion des totalen magnetischen Flusses im Eisenkreis, durch eine Anpassung der Durchflutungsquelle zu berücksichtigen.

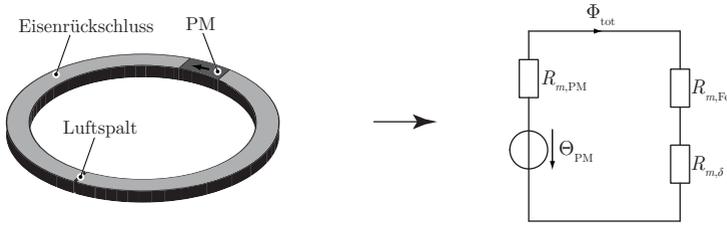


Abb. 4.1: Ein einfacher Magnetkreis mit einem Permanentmagneten als Durchflutungsquelle wird zur Abschätzung der Streuflüsse herangezogen. Der Ring hat einen Durchmesser von 43 mm, einen Permanentmagneten der Länge 4 mm und einen 0.2 mm kleinen Luftspalt. Das Ersatzschaltbild wird zum Vergleich mit den Ergebnissen einer 3D-FEM Simulation verwendet.

Wie in Kapitel 3.3 beschrieben, befinden sich im vorgestellten Magnetlager drei unterschiedliche magnetische Kreise, die miteinander verknüpft sind. Der Permanentmagnetring generiert einen Fluss, welcher für die Vormagnetisierung des Magnetlagers verantwortlich ist. Der Permanentmagnetring als Quelle dieses Flusses wird entsprechend Abschnitt 2.4.1 als eine magnetischen Spannungsquelle Θ_{PM} in Serie mit einem magnetischen Widerstand $R_{m,PM}$ modelliert. Wie in Abbildung 3.5 erläutert, fließt der magnetische Fluss zuerst durch den Lagerrückschluss $R_{m,LRS}$ und von dort je nach eingeschlagenem Weg durch einen der beiden axialen Luftspalte ($R_{m,z+}, R_{m,z-}$) in die Rotorplombe. Hier teilt sich der Fluss auf die vier radialen Luftspalte ($R_{m,x+}, \dots$) auf und schliesst sich durch den Lagerstator $R_{m,LS}$ wieder im Magnetmaterial. Dieser magnetische Kreis ist auch im Ersatzschaltbild, welches in Abbildung 4.2 dargestellt ist, zu erkennen.

Dem Vormagnetisierungsfluss werden die Kontrollflüsse der einzelnen Achsen überlagert. Die Quelle für den axialen Kontrollfluss ist eine konzentrisch zur Rotorachse liegende Wicklung, welche die Durchflutung Θ_{cz-} erzeugt. Dieser magnetische Fluss fließt praktisch ausschliesslich im axialen Kreis auf der rechten Seite von Abbildung 4.2. Zuerst fließt der Fluss durch den Lagerrückschluss, dann durch den einen axialen Luftspalt, weiter durch die Rotorplombe und schliesst sich via den zweiten axialen Luftspalt. Natürlich kann ein Teil des Flusses auch vom Lagerrückschluss abzweigen und via Permanentmagnetring und die radialen

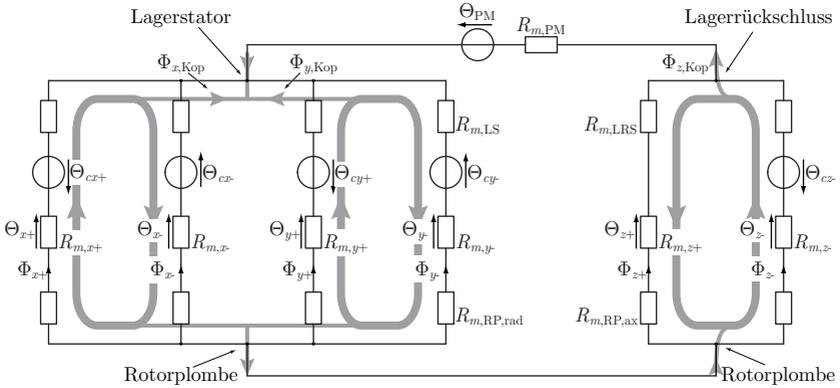


Abb. 4.2: Zur Untersuchung der Magnetflüsse im radial und axial kombinierten Magnetlager wird ein magnetisches Ersatzschaltbild verwendet. Durchflutungsquellen stellen die Lagerwicklungen beziehungsweise der Permanentmagnet dar, während die Luftspalte durch magnetische Widerstände (Reluktanzen) modelliert werden. Die Hauptflusspfade sind mit dicken grauen Linien gekennzeichnet.

Luftspalte zur Rotorplombe gelangen. Dieser Weg ist durch die hohe Reluktanz des Permanentmagnetringes und dem zusätzlichen Luftspalt aber weniger vorteilhaft.

Bleiben noch die radialen Kontrollflüsse zu betrachten. Die Ströme, welche in die Radialwicklungen gespeist werden, erzeugen die magnetischen Durchflutungen Θ_{cx+} , Θ_{cx-} , Θ_{cy+} und Θ_{cy-} . Die beiden Radialwicklungen einer Achse sind miteinander in Serie verschaltet und demnach sind die entsprechenden magnetischen Spannungsquellen in Abbildung 4.2 so ausgerichtet, dass ihre magnetischen Flüsse in den beiden Hauptpfaden in die gleiche Richtung fließen. Die Hauptpfade für die radialen Kontrollflüsse sind in der Abbildung als dicke graue Linie dargestellt. Da die beiden Wicklungen pro Achse die gleiche Anzahl Windungen haben und in ihnen der gleiche Strom fließt, lässt sich

$$\begin{aligned} \Theta_{cx+} &= \Theta_{cx-} = \Theta_{cx}, & \text{und} \\ \Theta_{cy+} &= \Theta_{cy-} = \Theta_{cy} \end{aligned} \quad (4.2)$$

schreiben. Unter der Annahme, dass der Rotor perfekt zentriert ist, sind

Materialkenndaten			
Verwendung	B_r [T]	H_c [A/m]	B_{sat} [T]
Lagerrückschluss	1.154	-73/-160	2
Lagerstator	1.2	-8	1.57
Permanentmagnetring	1.04	-765000	-
Rotorplombe	1.5	-240	>2

Tabelle 4.3: Magnetische Kenndaten der verwendeten Materialien.

die Reluktanzen der radialen Luftspalte $R_{m,x+}$, $R_{m,x-}$, $R_{m,y+}$ und $R_{m,y-}$ identisch. Daraus lässt sich folgern, dass der magnetische Fluss der beiden Durchflutungen Θ_{cx+} und Θ_{cx-} der x -Achse gänzlich in seinem Hauptpfad — dargestellt durch die dicke graue Linie — fließt. Die Anteile, welche die Pfade über die radialen Luftspalte der y -Achse oder die Luftspalte der z -Achse nehmen, heben sich gerade gegenseitig auf. Sind also alle radialen Reluktanzen gleich gross — der Rotor befindet sich im Zentrum — dann ist die y -Achse unabhängig vom Kontrollfluss, welcher durch die Durchflutung Θ_{cx} generiert wird. Ist jedoch der Rotor in x -Richtung ausgelenkt, unterscheiden sich die Reluktanzen $R_{m,x+}$ und $R_{m,x-}$. Die Anteile abseits des Hauptpfades heben sich nun nicht mehr auf und folglich bildet sich ein Kopplungsfluss $\Phi_{x,\text{Kop}}$. In den Luftspalten der y -Achse findet sich demnach ein Flussanteil mit Ursprung in der Durchflutung Θ_{cx} der x -Achse. Aus Gleichung (2.22) ist bekannt, dass die Kraft in y -Richtung abhängig ist von der magnetischen Flussdichte in den beiden Luftspalten y_+ und y_- dieser Achse. Der Kopplungsfluss $\Phi_{x,\text{Kop}}$ nimmt also Einfluss auf die Kraft in y -Richtung.

Dieselbe Erklärung kann für den magnetischen Fluss, welcher durch die axiale Durchflutung Θ_{cz} generiert wird, gemacht werden. Da der Permanentmagnetring einen relativ grossen Querschnitt in Flussrichtung hat, ist seine Reluktanz trotz tiefer Permeabilitätszahl und relativ grosser Dicke nicht gänzlich vernachlässigbar gegenüber den Luftspaltreluktanzen (siehe Tabelle 4.2). Daher ist der Permanentmagnetring keine perfekte Trennung des axialen und der radialen Flusspfades. Folglich kann ein Teil des Flusses mit Ursprung in Θ_{cz} als Kopplungsfluss $\Phi_{z,\text{Kop}}$ durch die radialen Luftspalte fließen und so die Kräfte in radialer Richtung beeinflussen. Diese Kopplung tritt jedoch auch bei zentriertem Rotor auf und

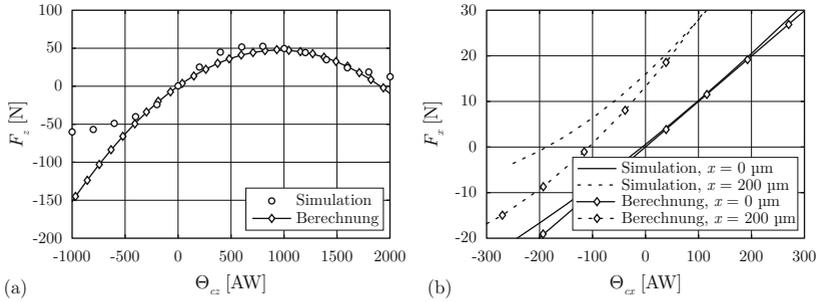


Abb. 4.3: (a) Vergleich der axialen Kraft–Strom–Relation berechnet mit dem analytischen Modell und mit Hilfe einer 3D–FEM Simulation, in welcher alle Luftspalte eine Grösse von $500 \mu\text{m}$ aufweisen und der Rotor zentriert ist. (b) Derselbe Vergleich für das radiale Lager, je einmal für den Fall, dass der Rotor zentriert bzw. um $200 \mu\text{m}$ in x -Richtung ausgelenkt ist.

ist nur abhängig davon, wie gut der Permanentmagnetring die beiden Magnetkreise trennt. Dies wird in Kapitel 4.3 näher betrachtet.

4.1.2 Verifikation mittels 3D–FEM Simulationen

Damit das beschriebene analytische Modell trotz seiner Einfachheit validiert werden kann, wird das Magnetlager in einem 3D–FEM Simulationsprogramm [53] nachgebaut. Die Verwendung von 3D–FEM Simulationen zur Entwicklung und Optimierung von elektrischen Maschinen ist weit verbreitet [54–60]. Die Validation von analytischen Modellen und Entwicklungsmethoden mittels 3D–FEM Simulationen ist ebenfalls in der Literatur dokumentiert, beispielsweise in [61]. Ein Vergleich zwischen den Resultaten des analytischen Modells und der Simulation für die Kraft–Strom–Relationen des Magnetlagers ist in Abbildung 4.3 gezeigt. Der Vergleich in Abbildung 4.3 (a) zeigt die Kraft in z -Richtung in Abhängigkeit der axialen Bestromung bei einem zentrierten Rotor. Das Diagramm auf der rechten Seite stellt die Abhängigkeit der x -Kraft von der radialen Bestromung dar, wobei der Rotor zusätzlich auch noch in x -Richtung ausgelenkt worden ist.

In der 3D–FEM Simulation werden die Materialkenndaten der Hersteller (Tabellen 4.1 und 4.3) für die verschiedenen Komponenten des Ma-

Bestromung eines radialen Lagers	
Ort	B [T]
δ_{y+}	1.24
δ_{y-}	0.12
δ_{x+}/δ_{x-}	0.68
δ_{ax}	0.97
Bestromung des axialen Lagers	
Ort	B [T]
δ_{z+}	1.34
δ_{z-}	0.22
δ_{rad}	0.52

Tabelle 4.4: Flussdichtewerte aus dem analytischen Modell in den unterschiedlichen Luftspalten für eine Durchflutung von $\Theta_{cy} = 200$ AW bzw. $\Theta_{cz} = 400$ AW .

gnetkreises verwendet. Im analytischen Modell werden die Reluktanzen des Lagerstators, des Lagerrückschlusses und der Rotorplombe vernachlässigt. Dies lässt sich aufgrund der sehr kleinen Reluktanzwerte dieser Pfadabschnitte (Tabelle 4.2) rechtfertigen. Wie in den Diagrammen zu erkennen ist, passen die im analytischen Modell berechneten Kräfte gut mit den Resultaten der Simulation überein, was die Verwendbarkeit des analytischen Modells bekräftigt.

Mit Hilfe der 3D-FEM Simulationen des Magnetlagers lassen sich die magnetischen Flussdichten im Material darstellen. In den beiden Abbildungen 4.4 und 4.5 wird der Einfluss der Bestromung der Lagerwicklungen auf die Flussbildung und die magnetische Sättigung der Materialien ersichtlich. Unter Berücksichtigung der Sättigungsflussdichten in Tabelle 4.3 ist zu erkennen, dass der Lagerstator in beiden Fällen knapp die Sättigung erreicht. Werden die Flussdichten der FEM Simulation mit den Flussdichten aus dem analytischen Modell (Tabelle 4.4) verglichen, zeigt sich mit Rücksichtnahme auf die Einfachheit des Modells eine relativ gute Übereinstimmung.

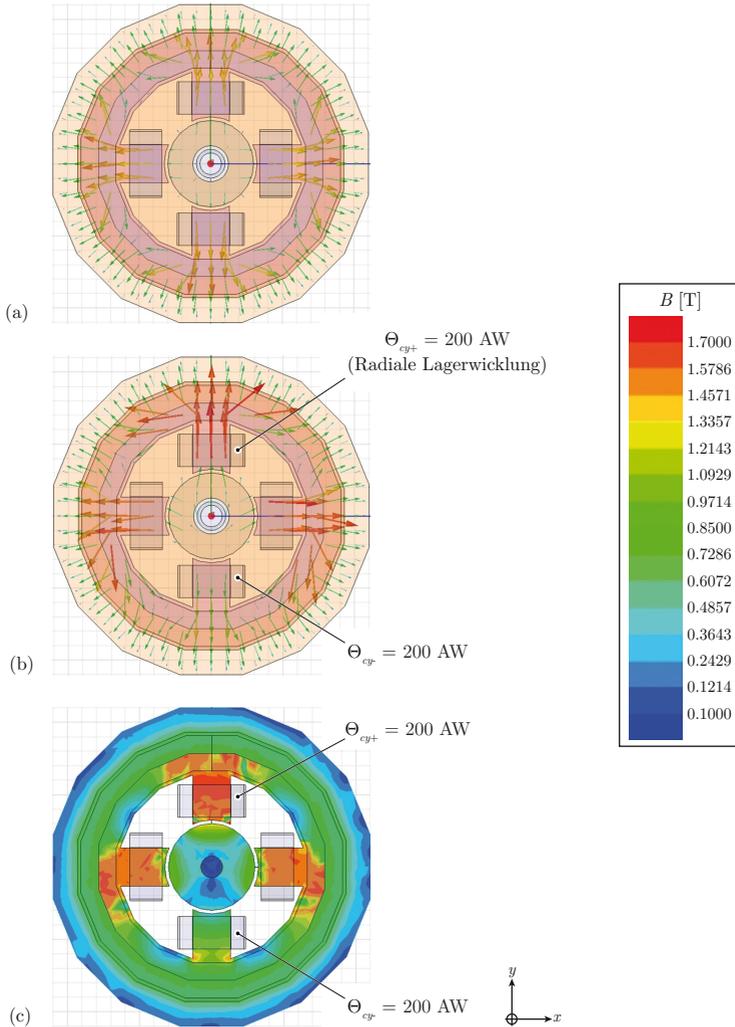


Abb. 4.4: Magnetische Flussdichten im Magnetlager mit den Luftspaltgrößen $\delta_{\text{rad}} = \delta_{\text{ax}} = 500 \mu\text{m}$. In (a) ist nur der Einfluss des Permanentmagneten zu sehen, während in (b) und (c) die Durchflutung der seriell verschalteten radialen Lagerwicklungen der y -Achse jeweils 200 AW beträgt.

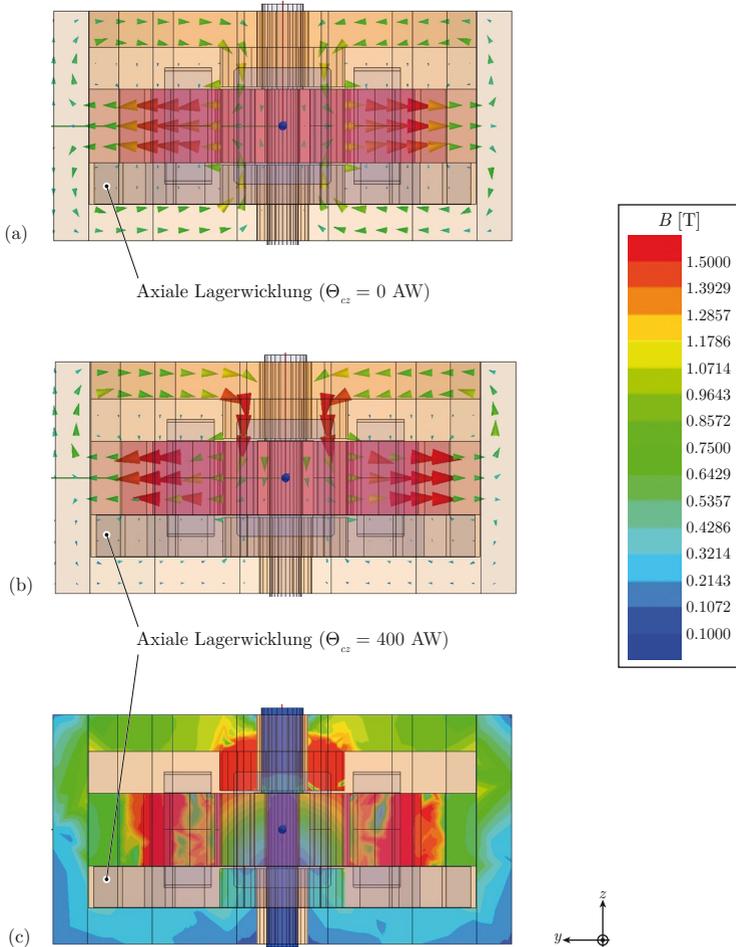


Abb. 4.5: Magnetische Flussdichten im Magnetlager mit den Luftspaltgrößen $\delta_{rad} = \delta_{ax} = 500 \mu\text{m}$. In (a) ist nur der Einfluss des Permanentmagneten (Vormagnetisierung) zu sehen, während in (b) und (c) die Durchflutung der axialen Lagerwicklung der z -Achse jeweils 400 AW beträgt.

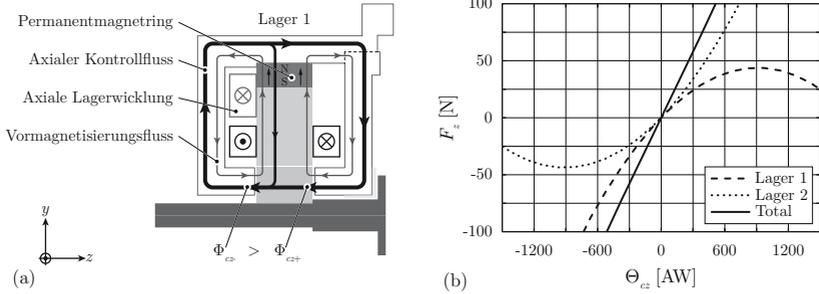


Abb. 4.6: (a) An beiden Enden des Rotors befindet sich eine Lagereinheit. Die axiale Lagerwicklung ist in beiden Einheiten gegen aussen platziert. Dies bewirkt, dass in den axialen Luftspalten einer Einheit unterschiedliche Flussdichten betreffend den Kontrollfluss herrschen. (b) Diese Asymmetrie führt zu einer asymmetrischen Kraft–Strom–Relation für eine einzelne Lagereinheit. Die Kombination beider Lagereinheiten hebt dies jedoch auf und zeigt eine lineare Charakteristik.

4.2 Nichtidealitäten des Axiallagers

Die axiale Kraft wird in beiden Lagereinheiten gleichzeitig mit derselben Bestromung erzeugt. Bei der Betrachtung der axialen Lagerwicklung in einer Einheit fällt auf, dass diese konzentrisch zur Achse liegt, sich aber nur auf einer Seite des Lagerstators befindet. Dies hat einen Einfluss auf den magnetischen Fluss, welcher durch Bestromung der Lagerwicklung in den beiden axialen Luftspalten erzeugt wird. In Abbildung 4.6 (a) ist zu erkennen, dass ein Teil des Flusses — trotz relativ hoher Reluktanz dieses Pfades — den Weg durch den Permanentmagneten nimmt. Dies führt auch bei einem zentrierten Rotor zu unterschiedlichen Flussdichten in den gegenüberliegenden axialen Luftspalten. In Abbildung (b) zeigt sich dies als eine asymmetrische Kraft–Strom–Relation einer Lagereinheit. Jedoch besitzt auch die Axialkraft der zweiten Lagereinheit dieselbe Asymmetrie. Die Kombination der beiden Kräfte ergibt schliesslich eine nahezu perfekte lineare Beziehung zwischen Bestromung und Kraft.

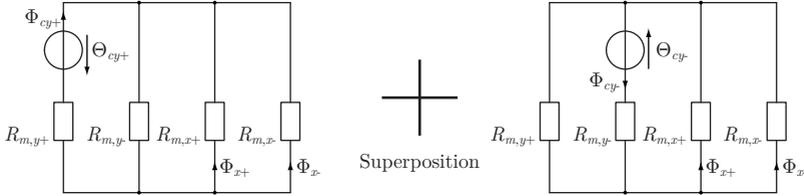


Abb. 4.7: Mit einem vereinfachten Ersatzschaltbild des Radialkreises und mit Hilfe von Superposition wird der Einfluss der Bestromung der y -Achse auf die Kraft in der x -Achse hergeleitet.

4.3 Effekte der Rotorauslenkung auf die Lagerparameter

Bei der Beschreibung der Funktionsweise des Radiallagers in Kapitel 3.3.3 wird zunächst erklärt, dass die beiden Radialachsen unabhängig vom Kontrollfluss der jeweils anderen Achse sind. Dies ist in der einfachen Betrachtung eines Rotors in seiner Nullposition tatsächlich der Fall. In diesem Abschnitt sollen nun jedoch die Effekte der zu Beginn des Kapitels beschriebenen positionsbedingten Reluktanzänderungen und der Kopplungsflüsse bei ausgelenktem Rotor erläutert werden.

Um den Effekt eines ausgelenkten Rotors zu erklären, betrachten wir nur die Kopplung der beiden radialen Achsen und vereinfachen die Ersatzschaltung der Abbildung 4.2. Es soll der Einfluss der Durchflutung der y -Achse auf die Kraft in der x -Achse hergeleitet werden. Dazu werden die Einflüsse der beiden in Serie verschalteten y -Lagerwicklungen getrennt betrachtet und anschliessend basierend auf dem Superpositionsprinzip addiert. Die beiden vereinfachten Ersatzschaltbilder sind in Abbildung 4.7 dargestellt. Die Kraft F_x ist schlussendlich abhängig vom effektiven magnetischen Fluss in den beiden Luftspalten x_+ und x_- . Durch die Serienschaltung der beiden gegenüberliegenden Lagerwicklungen der y -Achse gilt unabhängig von der tatsächlichen y -Position:

$$\Theta_{cy+} = \Theta_{cy-} = \Theta_{cy}. \tag{4.3}$$

Da der Rotor nur in y -Richtung ausgelenkt wird, verändern sich die Luft-

spalte der x -Achse nicht und daher bleiben auch die Reluktanzen $R_{m,x+}$ und $R_{m,x-}$ unverändert. Mit den Ersatzschaltbildern in Abbildung 4.7 folgt, dass auch der magnetische Fluss in beiden Luftspalten derselbe ist, und es lässt sich schreiben

$$\begin{aligned} R_{m,x+} &= R_{m,x-} = R_{m,0}, \\ &\Rightarrow \Phi_{x+} = \Phi_{x-} = \Phi_x. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Da die totale Luftspaltlänge einer Achse konstant bleibt, lassen sich ferner folgende Reluktanzen für die y -Achse definieren:

$$\begin{aligned} R_{m,y+} &= R_{m,0} + \Delta R_m, \quad \text{und} \\ R_{m,y-} &= R_{m,0} - \Delta R_m. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Mit den beiden vereinfachten Ersatzschaltbildern lassen sich nun die Flussanteile der Durchflutung der y -Achse in den beiden Luftspalten x_+ und x_- berechnen. Die Parallelschaltung der beiden Reluktanzen der x -Achse mit $R_{m,y+}$ bzw. $R_{m,y-}$ sind nicht identisch und daher unterscheiden sich die Flussanteile in den Luftspalten der x -Achse:

$$\begin{aligned} \Phi_x(\Theta_{cy+}) &= -\Theta_{cy} \left(\frac{R_{m,0} - \Delta R_m}{2(2R_{m,0}^2 - \Delta R_m^2)} \right), \quad \text{und} \\ \Phi_x(\Theta_{cy-}) &= \Theta_{cy} \left(\frac{R_{m,0} + \Delta R_m}{2(2R_{m,0}^2 - \Delta R_m^2)} \right). \end{aligned} \quad (4.6)$$

Die Überlagerung dieser zwei Flüsse entspricht dem totalen magnetischen Fluss in den Luftspalten der x -Achse, welcher seinen Ursprung in der Durchflutung Θ_{cy} hat. Der magnetische Fluss

$$\Phi_x(\Theta_{cy}) = \Theta_{cy} \left(\frac{\Delta R_m}{2R_{m,0}^2 - \Delta R_m^2} \right) \neq 0, \quad \forall \Delta R_m \neq 0 \quad (4.7)$$

verschwindet für ungleiche Reluktanzen der y -Achse ($\Delta R_m \neq 0$) also nicht. Im Zusammenspiel mit einem überlagerten Kontrollfluss der Durchflutung Θ_{cx} trägt also die Durchflutung der y -Achse zur magnetischen Kraft in x -Richtung bei. Dieses Verhalten wird in Abbildung 4.8 (a) dargestellt. Es wird ersichtlich, dass der Einfluss von Θ_{cy} erst dann wirksam wird, wenn auch eine Durchflutung in der x -Achse vorhanden ist.

Ansonsten ist zwar ein Flussanteil $\Phi_x(\Theta_{cy})$ in den Luftspalten der x -Achse vorhanden, jedoch in beiden Luftspalten derselbe, was noch nicht zu einer Kraftbildung ausreicht. In Abbildung 4.8 (b) wird zusätzlich gezeigt, dass die Kopplung auch dann eintritt, sobald der Rotor in beide Achsen ausgelenkt wird. Zur Verdeutlichung dieses Effekts schauen wir uns die Flussverteilung der Durchflutungen Θ_{cy+} und Θ_{cy-} in Abbildung 4.9 qualitativ an. Wird der Rotor wie in Abbildung (a) nur in x -Richtung ausgelenkt, dann sind die Reluktanzen der y -Achse identisch, die Reluktanzen in der x -Achse jedoch nicht. Der magnetische Fluss der positiven y -Wicklung teilt sich also nicht gleichmäßig auf die beiden Luftspalte der x -Achse auf. Die Wicklung des y -Statorzahns sieht jedoch die genau gleichen Verhältnisse und deren Fluss teilt sich in gleicher Weise auf. In den Luftspalten der x -Achse sind diese Anteile jedoch genau entgegengerichtet und heben sich demnach gerade auf. Anders gelagert ist der Fall, sobald der Rotor auch in y -Richtung ausgelenkt wird. Die vier eingezeichneten Pfade haben alle unterschiedlich grosse Reluktanzen. Dies führt zu einem dazu, dass sich der magnetische Fluss einer Durchflutung nicht gleichmäßig aufspaltet, und zum anderen sind die magnetischen Flüsse der beiden Durchflutungen auch in der Summe nicht gleich gross. Dies hat zur Folge, dass die Durchflutung Θ_{cy} auch in den beiden Luftspalten der x -Achse unterschiedlich grosse magnetische Flüsse zur Folge hat und sich eine magnetische Kraft in dieser Achse ausbildet.

Betrachten wir in Abbildung 4.10 nun zwei Beispiele für die Abhängigkeit der radialen Kraft von der axialen Durchflutung in einem System mit einer allgemeinen Luftspaltgröße von $250\ \mu\text{m}$. Im Diagramm (a) wird der Fall eines zentrierten Rotors betrachtet. Die Bestromung der Lagerwicklung für die y -Achse wird in diesem Fall auf null gesetzt und es soll die Abhängigkeit der Kraft in x -Richtung von der Bestromung in der Lagerwicklung der x -Achse untersucht werden. Zusätzlich zur Bestromung des Radiallagers ist auch ein Strom in der Wicklung des Axiallagers vorhanden. Es ist zu erkennen, dass die Durchflutung Θ_{cz} der Axialachse durchaus einen Einfluss auf die Radialkraft hat. Jedoch ist die Kraft-Strom-Relation für die x -Achse unabhängig von einer Bestromung des Axiallagers beinahe perfekt linear. Der Einfluss der Durchflutung Θ_{cz} wird deutlich, wenn der Kopplungsfluss $\Phi_{z,\text{Kop}}$ in Abbildung 4.2 betrachtet wird. Dieser Kopplungsfluss verstärkt den magnetischen Hauptfluss des Radiallagers im negativen Luftspalt x_- und schwächt gleichzeitig

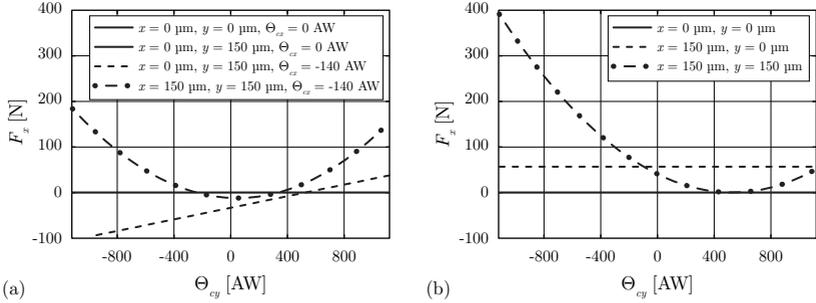


Abb. 4.8: In den beiden Diagrammen wird die Abhängigkeit der Kraft in x -Richtung von der Durchflutung der y -Achse Θ_{cy} dargestellt. In (a) ist zu erkennen, dass eine Auslenkung in y -Richtung alleine noch keinen Einfluss auf die Kraft F_x hat. Erst im Zusammenspiel mit einem Kontrollfluss in der x -Achse tritt eine Kopplung auf. In (b) ist ersichtlich, dass auch dann eine Kopplung entsteht, wenn der Rotor in beiden Achsen ausgelenkt ist. Für einen zentrierten Rotor ist die Kraft F_x völlig unabhängig von der Bestromung der y -Achse. Wird der Rotor bei einer Luftspaltgröße von $250 \mu\text{m}$ nur in x -Richtung um $150 \mu\text{m}$ ausgelenkt, bleibt diese Unabhängigkeit bestehen. Ist der Rotor jedoch auch in y -Richtung ausgelenkt, dann hat auch die Durchflutung Θ_{cy} einen Einfluss auf die Kraft in x -Richtung.

den Hauptfluss im positiven Luftspalt x_+ . Durch einen positiven Kopplungsfluss $\Phi_{z,\text{Kop}}$ wird also der Betrag der radialen Kraft abgeschwächt, wie auch in Abbildung 4.10 (a) für einen zentrierten Rotor zu erkennen ist. Wird im Axiallager hingegen eine negative Kraft benötigt und fließt daher ein negativer Strom in der axialen Lagerwicklung, dann wird die Radialkraft verstärkt. Die Auswirkungen auf die Kraft–Strom–Beziehung durch eine Auslenkung des Rotors in der betrachteten Achse ist in Abbildung 4.10 (b) zu sehen. Durch eine Auslenkung in x -Richtung ist die Kraft F_x nicht mehr linear abhängig von der Bestromung in den Lagerwicklungen.

Diese verschiedenen Kopplungen sind im Prinzip auch schon im Ersatzschaltbild in Abbildung 4.2 dargestellt. Ein radial in x -Richtung ausgelenkter Rotor bewirkt beispielsweise, dass sich die magnetischen Flüsse aus den Durchflutungen Θ_{cx+} und Θ_{cx-} in den anderen Luftspalten nicht mehr aufheben sich demnach auch ein Einfluss auf die Kräfte in diesen Achsen haben.

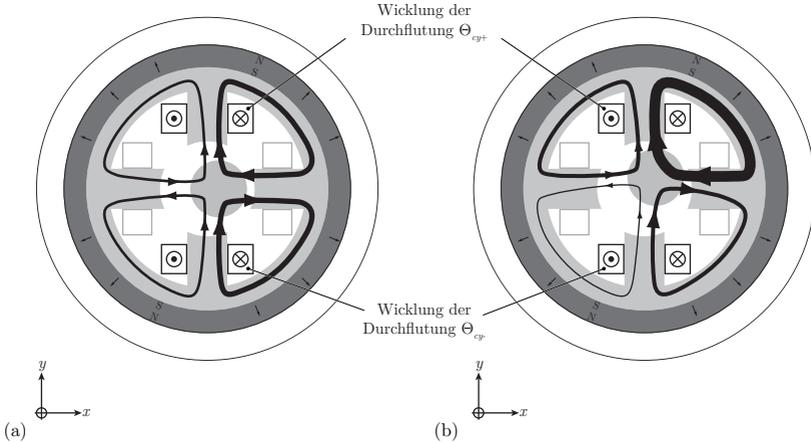


Abb. 4.9: Qualitative Veranschaulichung der Aufteilung des magnetischen Flusses, welcher durch die Durchflutung Θ_{cy} hervorgerufen wird. Bei dieser Betrachtung wird ein Strom in die Lagerwicklungen der y -Achse gespeist, während die beiden Lagerwicklungen der x -Achse unbestromt bleiben. (a) Wird der Rotor nur in x -Richtung ausgelenkt, dann heben sich die Flussanteile in den Luftspalten der x -Achse gerade auf. (b) Ist der Rotor jedoch in beide Richtungen ausgelenkt, dann übt der Kontrollstrom der y -Achse auch einen Einfluss auf die Kraft F_x aus, da sich die Flussanteile in der x -Achse nicht mehr aufheben.

4.4 Diskussion und Designrichtlinien

4.4.1 Entkopplung

Idealerweise sollten die drei verschiedenen Lagerachsen unabhängig voneinander sein. Dass dies bei der Kombination des Radial- und des Axiallagers nicht der Fall ist, konnte bis hierher gezeigt werden. Es gilt, das Design des Lagers möglichst so anzupassen, dass die Kopplungen zwischen den einzelnen Achsen möglichst gering gehalten werden können.

Radiale Kopplung $x \leftrightarrow y$

Die Kopplung der x - und der y -Lagerachsen hängt von den radialen Luftspaltverhältnissen ab. In Abschnitt 4.3 ist gezeigt worden, dass bei einer Rotorauslenkung in y -Richtung die Lagerbestromung Θ_{cy} jedoch

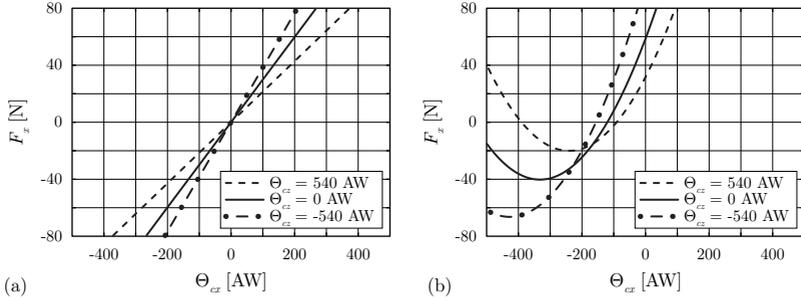


Abb. 4.10: Berechnung der Kraft–Strom–Beziehungen mit Hilfe des analytischen Modells bei einer Luftspaltgrösse von $250\ \mu\text{m}$. Zu sehen ist der Einfluss des axialen Kopplungsflusses für (a) einen Rotor in seiner Nullposition und (b) einen Rotor mit einer radialen Auslenkung in x -Richtung von $150\ \mu\text{m}$.

auch einen Flussanteil Φ_x in den Lagerspalten der x -Achse bildet. Es soll nun untersucht werden, wie gross dieser fremde Flussanteil $\Phi_x(\Theta_{cy})$ im Vergleich zum gewollten Kontrollfluss $\Phi_x(\Theta_{cx})$ im Luftspalt der x -Achse ist. Wird der fremde Flussanteil mit der entsprechenden Durchflutung einer Wicklung normiert, ergibt dies:

$$\frac{\Phi_x(\Theta_{cy})}{\Theta_{cy}} = \frac{\Delta R_m}{2R_{m,0}^2 - \Delta R_m^2}, \quad (4.8)$$

wobei ΔR_m laut (4.5) einer Auslenkung in y -Richtung entspricht. Dieser Flussanteil ist in beiden Luftspalten der x -Achse gleich gross und muss daher mit dem eigentlichen Kontrollfluss der x -Achse verglichen werden. Zur Herleitung des Flusses Φ_x , welcher seinen Ursprung in der Durchflutung Θ_{cx} hat, kann mit vereinfachten Ersatzschaltbildern analog zu Abbildung 4.7 gerechnet werden. Der Fluss Φ_x in den Luftspalten der x -Achse ist unabhängig von einer Verschiebung des Rotors in y -Richtung. Im Verhältnis zur Durchflutung Θ_{cx} als Ursache lässt sich dies ausdrücken als:

$$\frac{\Phi_x(\Theta_{cx})}{\Theta_{cx}} = \frac{1}{R_{m,0}}. \quad (4.9)$$

Der Einfluss der Luftspaltgrösse und der y -Auslenkung des Rotors auf die Flussausbildung in der x -Achse ist in Abbildung 4.11 dargestellt. In (a) ist ersichtlich, dass der magnetische Fluss in der x -Achse mit Ur-

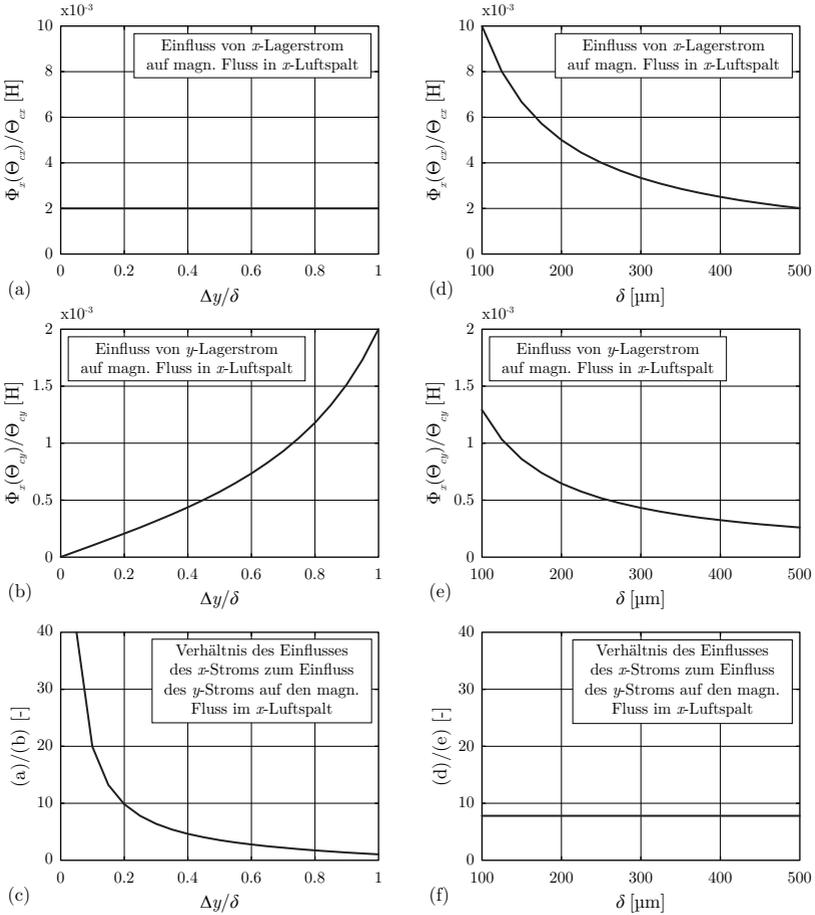


Abb. 4.11: Einfluss von Auslenkung [(a)–(c)] und Luftspaltgröße [(d)–(f)] auf die radiale Kopplung. Untersucht wird der magnetische Fluss im Luftspalt der x -Achse unter Berücksichtigung einer allfälligen Auslenkung des Rotors in y -Richtung. In (a) und (d) wird der mit Θ_{cx} normierte Fluss im Luftspalt der x -Achse dargestellt. Im Vergleich dazu ist in (b) und (e) der Einfluss der Durchflutung Θ_{cy} ersichtlich. In der untersten Reihe werden die beiden Einflüsse schliesslich ins Verhältnis gesetzt. In [(a)–(c)] wird der nominelle Luftspalt auf 500 μm fixiert, während in den Diagrammen [(d)–(f)] das Verhältnis Auslenkung zu Luftspalt $\Delta y/\delta$ 25% beträgt.

sache Θ_{cx} unabhängig von der Rotorauslenkung in y -Richtung ist. Bei grösseren Luftspalten nimmt der magnetische Fluss durch die erhöhte Reluktanz im Magnetpfad ab (d). Anders verhält sich der magnetische Fluss Φ_x , wenn die Ursache hierzu die Durchflutung Θ_{cy} der y -Achse ist (b,e). Für einen unausgelenkten Rotor hat diese Durchflutung keinen Einfluss auf die x -Achse, nimmt jedoch stark zu, je grösser die Auslenkung Δy ist. Auch hier führt die grössere Reluktanz grösserer Luftspalte zu einer Minderung des Flusses im Luftspalt.

Da die Krafterzeugung in x -Richtung über die Durchflutung Θ_{cx} definiert werden soll, ist es nötig, dass deren Flussanteil möglichst über den Flussanteil aus der Durchflutung der y -Achse dominiert. Dieses Verhalten ist in den Diagrammen (c) und (f) dargestellt. Hieraus ist ersichtlich, dass die Luftspaltgrösse alleine keinen Einfluss auf die Kopplung der beiden Achsen hat. Jedoch führen gleich grosse Auslenkungen bei kleinen Luftspalten zu grösseren Kopplungen zwischen x - und y -Achse.

Axial-Radiale Kopplung $z \leftrightarrow (x,y)$

In Abbildung 4.10 ist der Einfluss der axialen Durchflutung Θ_{cz} auf die Radialkraft aufgezeigt worden. Um diese Kopplung zu mindern, muss versucht werden, den Magnetpfad des Axiallagers möglichst gut vom Magnetpfad der beiden Radiallager zu trennen. Dies kann mit einem genügend grossen magnetischen Widerstand $R_{m,PM}$ erreicht werden, wie im magnetischen Ersatzschaltbild 4.2 leicht zu erkennen ist. Der Effekt einer grösseren Reluktanz $R_{m,PM}$ ist auch in Abbildung 4.12 dargestellt. Wird ein Rotor nur in x -Richtung ausgelenkt, dann bewirkt auch eine Durchflutung Θ_{cz} eine Kraft F_x in x -Richtung. Ist der Rotor zentriert, dann hat die Durchflutung der axialen Lagerachse jedoch keinen Einfluss auf die radiale Kraft. In Abbildung 4.12 (a) hat der Permanentmagnetring einen magnetischen Widerstand $R_{m,PM}$. Wird nun die Reluktanz des Magneten verdoppelt, ohne jedoch die magnetische Durchflutung gleichzeitig stärker zu machen, wird der Einfluss der Durchflutung Θ_{cz} auf die radiale Kraft F_x deutlich gemindert, wie in Abbildung 4.12 (b) zu sehen ist. Zudem sollte die axiale Reluktanz, also der axiale Luftspalt, nicht zu gross gewählt werden, so dass der axiale Magnetpfad vorteilhafter bleibt.

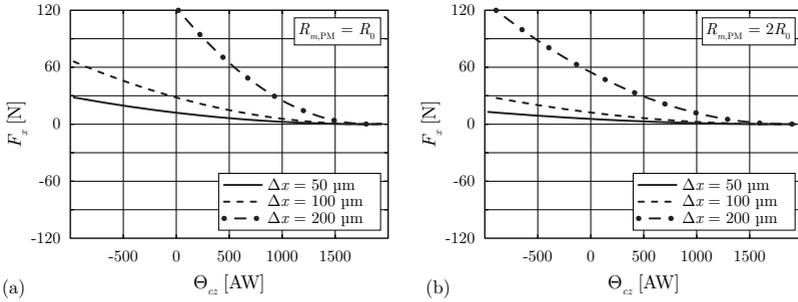


Abb. 4.12: Einfluss der Reluktanzgrösse des Permanentmagnettringes auf die axial-radiale Kopplung. Bei einer Luftspaltgrösse von $\delta = 250 \mu\text{m}$ hat der Permanentmagnettring in (a) den nominellen Wert R_0 der Reluktanz, während in (b) dieser magnetische Widerstand doppelt so gross ist.

4.4.2 Linearität der Kraft–Strom–Relation

Wünschenswert für eine lineare Regelung des Magnetlagers ist es, eine lineare Strecke vorzufinden. Wie in Abschnitt 2.4.2 beschrieben, bewirkt eine differentielle Anordnung der Lagermagnete eine lineare Abhängigkeit für die Kraft–Strom–Relation. Diese Beziehung soll nun anhand des Ersatzschaltbildes näher beschrieben werden. Die Lagerkraft in x -Richtung wird bestimmt durch die magnetischen Flüsse Φ_{x+} und Φ_{x-} in den Luftspalten dieser Achse. Diese magnetischen Flüsse wiederum werden bestimmt durch die verschiedenen magnetischen Durchflutungen und der Grösse der Reluktanzen. Wird angenommen, dass sich der Rotor in seiner Nullposition befindet, dann sind die beiden Reluktanzen einer Achse identisch. Weiter nehmen wir an, dass nur die x -Achse bestromt wird und demnach die Durchflutungen Θ_{cy} und Θ_{cz} gleich null sind. Da die beiden Luftspalte x_+ und x_- gleich gross sind, teilen sich die magnetische Flüsse zu gleichen Teilen auf und es ergibt sich ein magnetischer Fluss $\Phi_{x(\text{PM})} + \Phi_{x(cx)}$ im positiven Luftspalt, während der magnetische Fluss im negativen Luftspalt $\Phi_{x(\text{PM})} - \Phi_{x(cx)}$ beträgt, wie anhand der Abbildung 4.2 leicht nachvollzogen werden kann. Der magnetische Fluss in den beiden Luftspalten wird also durch den Permanentmagnettring und die Durchflutung der Lagerwicklung der x -Achse erzeugt. Unter Berücksichtigung von $\Phi = BA$ lässt sich Gleichung (2.22) schreiben als

$$F_x \propto \Phi_{x+}^2 - \Phi_{x-}^2. \quad (4.10)$$

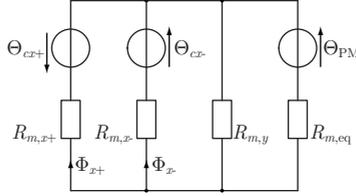


Abb. 4.13: Die nichtlineare Kraft–Strom–Beziehung $F_x = f(\Theta_{cx})$ wird mit Hilfe eines vereinfachten Ersatzschaltbildes unter Berücksichtigung des Permanentmagnetings und der Axialachse hergeleitet.

Durch Einsetzen der oben erwähnten Beziehungen lässt sich die Kraft F_x für einen zentrisch positionierten Rotor ausdrücken als

$$\begin{aligned}
 F_x &\propto (\Phi_{x(\text{PM})} + \Phi_{x(cx)})^2 - (\Phi_{x(\text{PM})} - \Phi_{x(cx)})^2 \\
 &= 4 \cdot \Phi_{x(\text{PM})} \Phi_{x(cx)} \\
 &= k\Theta_{cx}.
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

Diese Beziehung für einen zentrierten Rotor zeigt wie erwartet die lineare Abhängigkeit zwischen der Kraft F_x und dem Kontrollstrom auf. Wird der Rotor jedoch in x -Richtung ausgelenkt, ändert sich die Situation. Da sich die magnetischen Flüsse nicht mehr gleichteilig auf die Luftspalte aufteilen, erhält die Beziehung $F_x = f(\Theta_{cx})$ neben dem linearen auch einen quadratischen und einen konstanten Anteil. Für eine Analyse dieses Verhaltens nehmen wir an, dass der Rotor axial sowie in y -Richtung zentriert ist. Werden die kleinen Reluktanzen des Lagerrückschlusses, des Lagerstators und der Rotorplombe vernachlässigt, dann erhalten wir ein vereinfachtes Ersatzschaltbild wie in Abbildung 4.13 dargestellt.

Eine Rotorauslenkung in x -Richtung führt zu den beiden Reluktanzen $R_{m,x+} = R_{m,0} + \Delta R_m$ und $R_{m,x-} = R_{m,0} - \Delta R_m$. Die unveränderliche Reluktanz des Permanentmagneten und die Reluktanzen der beiden Axialluftspalte lassen sich zu

$$R_{m,eq} = R_{m,\text{PM}} + (R_{m,z+} \parallel R_{m,z-}) \tag{4.12}$$

zusammenfassen. Der Einfluss der drei Quellen Θ_{cx+} , Θ_{cx-} und Θ_{PM} in Abbildung 4.13 kann nun getrennt untersucht und mit Hilfe der Su-

perposition zusammengefasst werden. Um die Kraft in x -Richtung zu berechnen, sind die magnetischen Flüsse Φ_{x+} und Φ_{x-} in den beiden entgegengesetzten Luftspalten zu bestimmen. Werden die gewonnenen Resultate in Gleichung (4.10) eingesetzt, ergibt sich für die Kraft–Strom–Beziehung $F_x = f(\Theta_{cx})$ folgender Ausdruck:

$$F_x \propto \left[\frac{8R_{m,\text{eq}}^2 R_{m,0} \Delta R_m + 6R_{m,\text{eq}} R_{m,0}^2 \Delta R_m + R_{m,0}^3 \Delta R_m}{\left\{ \frac{1}{2} R_{m,0} (R_{m,0}^2 - \Delta R_m^2) + R_{m,\text{eq}} (2R_{m,0}^2 - \Delta R_m^2) \right\}^2} \right] \Theta_{cx}^2 + \left[\frac{2\Theta_{\text{PM}} \cdot \left\{ R_{m,\text{eq}} R_{m,0} (2R_{m,0}^2 + \Delta R_m^2) + \frac{1}{2} R_{m,0}^2 (R_{m,0}^2 + \Delta R_m^2) \right\}}{\left\{ \frac{1}{2} R_{m,0} (R_{m,0}^2 - \Delta R_m^2) + R_{m,\text{eq}} (2R_{m,0}^2 - \Delta R_m^2) \right\}^2} \right] \Theta_{cx} + \left[\frac{R_{m,0}^3 \Delta R_m}{\left\{ \frac{1}{2} R_{m,0} (R_{m,0}^2 - \Delta R_m^2) + R_{m,\text{eq}} (2R_{m,0}^2 - \Delta R_m^2) \right\}^2} \right], \quad (4.13)$$

wobei ΔR der Auslenkung in x -Richtung entspricht. Dieser Ausdruck lässt sich vereinfacht schreiben als

$$F_x \propto A \cdot \Theta_{cx}^2 + B \cdot \Theta_{cx} + C. \quad (4.14)$$

Wird die Kraft–Strom–Relation $F_x = f(\Theta_{cx})$ hingegen für einen Rotor untersucht, der nur in y -Richtung ausgelenkt ist, dann tritt diese Nichtlinearität nicht auf.

Um die Regelstrecke für einen linearen Regler möglichst linear zu gestalten, werden nun die Einflüsse einiger Lagergrößen auf die Kraft–Strom–Relation untersucht. Hierfür braucht es ein Mass für die Linearität obiger Beziehung. Für eine bestimmte Durchflutung Θ_{cx} wird untersucht, welchen Anteil der lineare Teil im Verhältnis zum quadratischen Teil an der Lagerkraft F_x hat. Unter Berücksichtigung der Gleichung (4.14) wird die Linearität der Kraft–Strom–Beziehung folglich als

$$\text{Linearität} = \frac{B}{A \cdot \Theta_{cx}} \quad (4.15)$$

definiert. Hieraus wird direkt ersichtlich, dass die Linearität schlechter wird, sobald der Kontrollstrom ansteigt. Da bei geregelter Rotorposition ($\Delta x \approx 0$) die Kontrollströme bescheiden sein sollten, spielt dies eine weniger grosse Rolle.

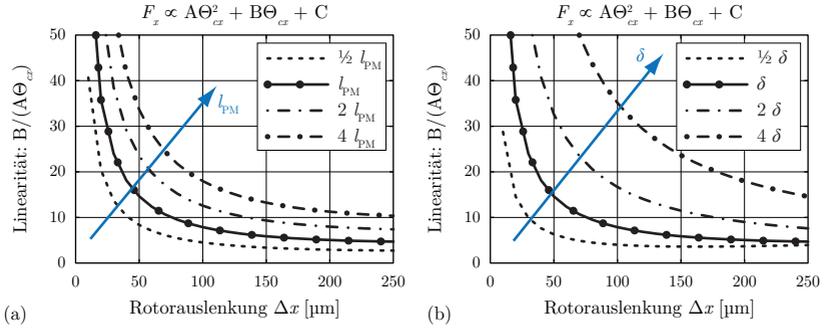


Abb. 4.14: In diesen Diagrammen wird dargestellt, wie gross der lineare Anteil der Kraft–Strom–Relation gegenüber dem nichtlinearen Anteil ist. In (a) sehen wir den Einfluss der Dicke des Permanentmagnetringes, wobei die Nominalgrösse $l_{PM} = 3 \text{ mm}$ beträgt. Der Einfluss der Luftspaltgrösse ist in (b) dargestellt, wobei die Nominalgrösse für die Luftspalte $\delta = 250 \mu\text{m}$ ist.

Durch die geometrische Variation einer Lagergrösse kann aber auf die verschiedenen Reluktanzen, welche in den Koeffizienten A und B enthalten sind, Einfluss genommen werden. In Abbildung 4.14 wird der Einfluss von zwei verschiedenen Grössen auf die Linearität dargestellt. Zum einen wird der Einfluss der Dicke des Permanentmagnetringes untersucht. Als Nominalgrössen für das System gelten eine Permanentmagnetringdicke von $l_{PM} = 3 \text{ mm}$ und eine generelle Luftspaltgrösse von $\delta = 250 \mu\text{m}$ für alle Achsen. In Abbildung (a) ist zu erkennen, dass die Linearität der Beziehung $F_x = f(\Theta_{cx})$ für dickere und somit auch stärkere Permanentmagnetringe besser ist. Dies ist vor allem auf die Erhöhung der Durchflutung Θ_{PM} zurückzuführen, welche im linearen Koeffizienten enthalten ist.

In der zweiten Abbildung wird deutlich, welchen grossen Einfluss die Grösse der Luftspalte auf die Linearität hat. Je grösser die Luftspalte sind, desto linearer wird die Regelstrecke. Um bei einer Rotorauslenkung von $\delta_x = 100 \mu\text{m}$ die Linearität in etwa zu verdoppeln, braucht es eine Verdoppelung des Luftspaltes. Um mit einer Änderung des Permanentmagnetringes denselben Effekt zu erzielen, muss dieser die vierfache Stärke aufweisen, wie in Abbildung 4.14 leicht zu erkennen ist. Wäre hingegen gefordert, dass der lineare Anteil zehnmals dominanter als der quadratische

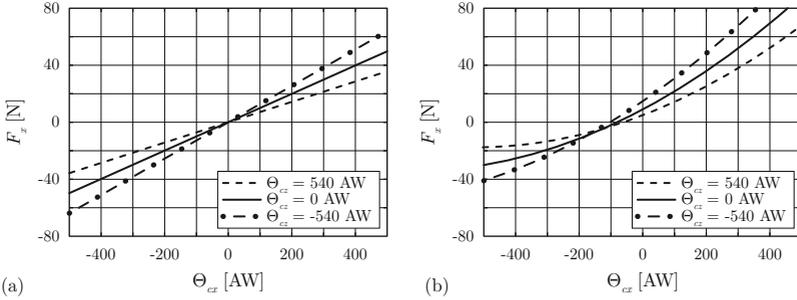


Abb. 4.15: Berechnung der Kraft–Strom–Beziehungen mit Hilfe des analytischen Modells bei einer Luftspaltgrösse von 500 μm . Zu sehen ist der Einfluss des axialen Kopplungsflusses für (a) einen Rotor in seiner Nullposition und (b) einem Rotor mit einer radialen Auslenkung in x -Richtung von 150 μm . Erkennbar ist die deutlich bessere Linearität im Vergleich zu den Kennkurven eines Designs mit halb so grossen Luftspalten in Abbildung 4.10.

Anteil ist, dann könnte mit den Nominalwerten nur eine Rotorauslenkung von $\Delta x = 75 \mu\text{m}$ zugelassen werden. Eine Verdoppelung des Luftspaltes würde diesen Bereich jedoch schon auf $\Delta x = 180 \mu\text{m}$ erhöhen. Demgegenüber müsste der Permanentmagnetring jedoch schon dreimal so stark ausgeführt werden, um denselben Effekt zu erzielen.

In beiden Diagrammen ist ersichtlich, dass die Linearität markant abfällt, sobald der Rotor über ein gewisses Mass ausgelenkt wird. Für kleine Auslenkungen des Rotors kann die Linearität der Strecke also einfacher gewährleistet werden. Deshalb erscheint es für Rotorbewegungen von $\pm 150 \mu\text{m}$ sinnvoller zu sein, ein System mit Luftspalten in der Grössenordnung von 500 μm zu wählen. Die Wahl eines etwas grösseren Luftspaltes fördert auch die Entkopplung zwischen den beiden radialen Lagerachsen, wie in Abschnitt 4.4.1 gezeigt worden ist.

Hohe Luftspalte haben jedoch auch den Nachteil, dass höhere Kontrollströme bzw. eine stärkere Vormagnetisierung nötig sind, um eine gewisse Kraft zu erzeugen. Gleichzeitig führen grössere Luftspalte dazu, dass der magnetische Fluss weniger stark geführt wird und sich demnach stärkere Streuflüsse ausbilden können. Auch die Vergrösserung des Permanentmagnetringes kann nicht beliebig geschehen und ist durch die ma-

Gewählte geometrische Grössen des Magnetlagers		
Permanentmagnetring: - Aussendurchmesser	38	mm
- Dicke	3	mm
- Breite	7	mm
Dicke des Lagerrückschlusses	3.5	mm
Luftspaltgrössen: - Axial	500	μm
- Radial	500	μm
Rotorplombe: - Aussendurchmesser	12	mm
- Breite	7	mm

Tabelle 4.5: Geometriegrössen des gewählten Designs für das Magnetlager.

gnetische Sättigung des flussführenden Materials physikalisch limitiert. Wird die Vormagnetisierung so gross, dass das Material beinahe schon in Sättigung ist, kann eine Bestromung der Lagerwicklungen keine zusätzliche Flussdichte aufbauen. Daher wurden für den Aufbau des in dieser Arbeit beschriebenen Magnetlagers die in Tabelle 4.5 gezeigten Dimensionen gewählt.

In diesem Kapitel wird gezeigt, dass ein Magnetlager mit einem analytischen Ersatzschaltbild modelliert werden kann. Beim vorgestellten radial und axial kombinierten Magnetlager ist es aufgrund der räumlichen Ausbreitung der magnetischen Flüsse (Streureluktanzen) notwendig, einen Abgleich mit einer 3D-Feldsimulation vorzusehen. Mit dem analytischen Modell lassen sich Kopplungen und Nichtlinearitäten der einzelnen Lagerachsen ohne lange Rechenzeiten aufzeigen. Mit diesen Informationen lassen sich die geometrischen Grössen des Lagers definieren, um sowohl eine bessere Linearität und Kopplungsfreiheit zu gewährleisten als auch die Nachteile zu grosser Luftspalte (Streufflüsse) und zu grosser Vormagnetisierung (Sättigung) zu berücksichtigen.

Kapitel 5

Regelungstechnische Analyse

Ein Vorteil von Magnetlagern gegenüber herkömmlichen Lagerarten ist die Möglichkeit, die Position des Rotors kontrollieren zu können. Dies ermöglicht es beispielsweise, dass der Rotor nicht nur starr um die geometrische Achse, sondern beispielsweise auch um seine Trägheitsachse rotieren kann. Dieser Vorteil bedingt jedoch die Verwendung einer Positionsregelung. Für die Positionsregelung wird eine an das Magnetlagersystem adaptierte Ansteuerelektronik LPC-200 der Firma Levitronix GmbH verwendet. Dieser Leistungsverstärker wird mit einer Zwischenkreisspannung von 48 V betrieben und generiert die benötigten Lagerströme für das Magnetlager. Zur Berechnung der erforderlichen Lagerströme muss die Ansteuerelektronik mit den Positionssignalen der drei Achsen gespeist werden.

5.1 Beschreibung der Regelstrecke

Ziel der Regelung ist es, den Rotor in allen drei Achsen in einer Soll-Position zu halten. Im normalen Betrieb ist diese Soll-Position die Nullposition in der Mitte der Luftspalte. Die Soll-Position wird mit dem Positionssignal der Positionssensorik verglichen, wobei diese eine Tiefpasscharakteristik aufweist und im Blockschaltbild in Abbildung 5.5 mit

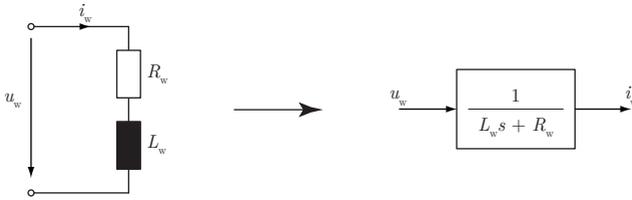


Abb. 5.1: Die Lagerwicklung wird als Serienschaltung vom Wicklungswiderstand und der Induktivität modelliert und kann mit Hilfe der Spannungsgleichung mit einem einfachen Blockschaltbild dargestellt werden.

der Übertragungsfunktion G_{Pos} bezeichnet wird. Aus der Ist-Position des Rotors und der vorgegebenen Soll-Position wird die Differenz berechnet

$$e = x_{\text{soll}} - x_{\text{ist}}, \tag{5.1}$$

und als Eingang einem PDT_1 -Regler zugeführt um den benötigten Lagerstrom zu berechnen. Ein solcher Regler ist nötig, da die Magnetlagerstrecke aufgrund der positiven Rückkopplung durch k_r inhärent instabil ist. Der I-Anteil ist zur Stabilisierung nicht zwingend notwendig, erlaubt jedoch die Elimination der stationären Regelabweichungen. Der Positionsregler berechnet aus der Differenz zwischen der Soll- und der Ist-Position den benötigten Lagerstrom, welcher wiederum der Eingang des unterlagerten Stromreglers ist. Die Magnetlagerstrecke beschreibt den Einfluss des Stromes auf die Kraft, welche schlussendlich die Position des Rotors verändert.

5.1.1 Stromregelung

Der Positionsregler soll einen Strom für die entsprechende Tragkraft an die Magnetlagerstrecke liefern. Genauer betrachtet liefert der Positionsregler jedoch einen Strom-Sollwert an einen unterlagerten Stromregler, dessen Ausgang dann der Magnetlagerstrecke zugeführt wird. Der Lagerstrom wird nicht direkt in die Lagerspulen eingepreßt, sondern es wird mittels des unterlagerten Stromreglers ein Pulsweitenmodulationssignal berechnet. Über die Zwischenkreisspannung definiert dieses Pulsweitenmodulationssignal den in die Lagerwicklung eingepreßten Strom. Wird die Lagerspule wie in Abbildung 5.1 als eine Induktivität in Serie mit

einem Widerstand modelliert, kann mit Hilfe der Spannungsgleichung

$$u_w = R_w \cdot i_w + L_w \cdot \frac{di_w}{dt}, \quad (5.2)$$

die Übertragungsfunktion des Lagerspulenblocks gefunden werden:

$$\underline{G}_w(s) = \frac{\underline{I}_w(s)}{\underline{U}_w(s)} = \frac{1}{L_w s + R_w}. \quad (5.3)$$

Da die Übertragungsfunktion keine positiven Polstellen hat, kann der Strom in der Lagerspule mit einem einfachen P-Regler geregelt werden. Der Regelkreis wird mit einer idealen Strommessung geschlossen und es wird angenommen, dass die Spannung des Reglerausgangs ideal in die Lagerspule eingepreßt wird. Die dazugehörige Übertragungsfunktion zeigt, dass der geschlossene Stromregelkreis ein PT_1 -Verhalten hat:

$$\begin{aligned} \underline{G}_S(s) &= \frac{\underline{I}_{\text{ist}}(s)}{\underline{I}_{\text{soll}}(s)} = \frac{\underline{G}_R(s)\underline{G}_w(s)}{1 + \underline{G}_R(s)\underline{G}_w(s)} \\ &= \frac{K_P}{L_w s + R_w + K_P} \\ &= \left(\frac{K_P}{K_P + R_w} \right) \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \frac{L_w}{K_P + R_w}} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Weist der Regler zusätzlich einen integrativen Teil auf, so lassen sich damit auch stationäre Regelabweichungen eliminieren [62].

5.1.2 Positionsregelung

Mit der Bewegungsgleichung für den Rotor lassen sich die Blöcke der Magnetlagerstrecke finden. Zur Vereinfachung wird hier eine allfällige Störkraft $F_{\text{stör}}$ aufs Lager nicht mitberücksichtigt. Wird der Rotor aus der Nullposition ausgelenkt, bildet sich eine magnetische Kraft, welche den Rotor noch weiter vom Zentrum entfernt. Dieser destabilisierenden Kraft wird mit einer Kraft durch Bestromung der Lagerwicklungen entgegengewirkt. Die schwache Dämpfung des Rotors in Luft oder im Vakuum ist vernachlässigbar. Demnach lässt sich die Bewegungsgleichung des Rotors

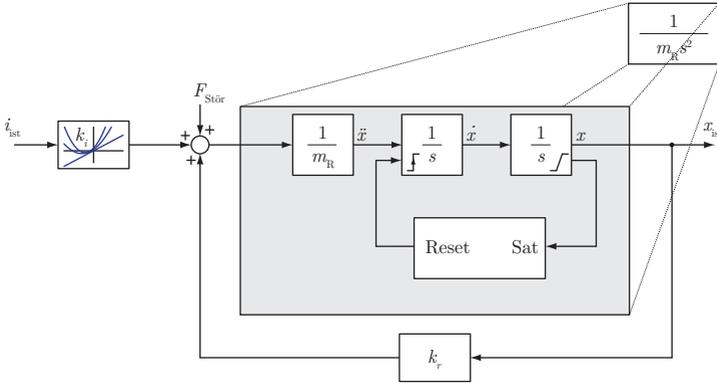


Abb. 5.2: Über die Bewegungsgleichung des Rotors lässt sich das Blockschaltbild der Magnetlagerstrecke herleiten. Eine Auslenkung des Rotors führt zu einer Kraft, welche den Rotor zusätzlich auslenkt. Diese positive Rückkopplung muss mit einer strombedingten Kraft kompensiert werden. Die Kraft–Strom–Relation ist jedoch abhängig von der Rotorposition und wird daher der Auslenkung entsprechend angepasst.

als

$$F_{\text{tot}} = m_R \cdot \ddot{x} = k_i \cdot i_{\text{ist}} + k_r \cdot x \tag{5.5}$$

schreiben. Wird diese Gleichung in den Laplace–Bereich transformiert, kann die Übertragungsfunktion der Magnetlagerstrecke ausgedrückt werden als:

$$\underline{G}_{\text{ML}}(s) = \frac{X_{\text{ist}}(s)}{I_{\text{ist}}(s)} = \frac{k_i}{m_R s^2 - k_r}. \tag{5.6}$$

Diese Gleichung ist im Blockschaltbild in Abbildung 5.2 mit der Division durch die Rotormasse und einer doppelten Integration dargestellt. Abhängig von der aktuellen Position und dem vom Stromregler gelieferten Strom wirkt eine bestimmte Kraft auf den Rotor, mit dem Ziel, ihn in die Soll–Position zurück zu bewegen. Wird der Rotor jedoch soweit ausgelenkt, dass er am Fanglager anschlägt, dann wird seine Geschwindigkeit abrupt abgebremst und er kommt zum Stillstand. Der physikalische Anschlag des Rotors entspricht also einer Bewegungsgeschwindigkeit $\dot{x} = 0$ und wird in der Implementierung durch einen gesteuerten Reset des ersten Integrators in Abbildung 5.2 umgesetzt (siehe Kapitel 5.2.1).

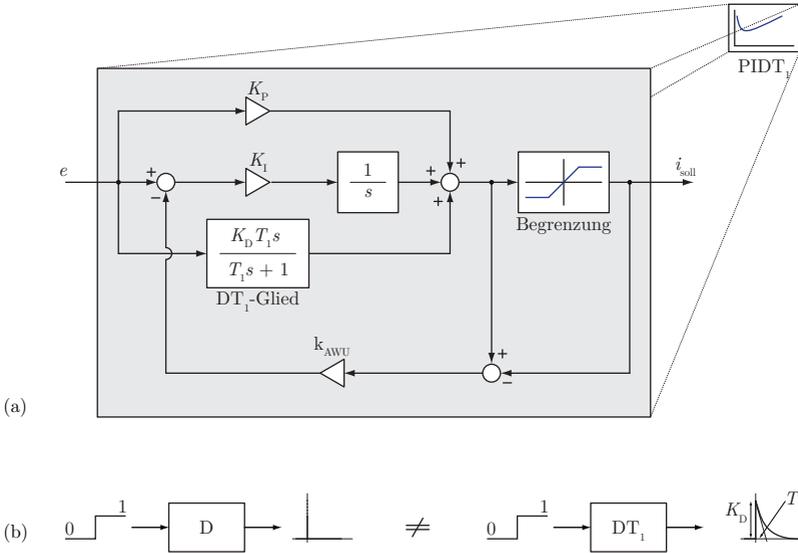


Abb. 5.3: (a) Die Position wird mit einem PID-Regler geregelt. Dieser hat am Ausgang eine Begrenzung der Stellgrösse und durch die Implementierung eines Anti-Windups wird die Übersteuerung des Integral-Anteils verhindert. (b) Anstelle eines nicht realisierbaren idealen D-Gliedes wird im PID-Regler ein DT_1 -Glied implementiert, welches eine endliche Verstärkung und ein Tiefpassverhalten aufweist.

Wird die Übertragungsfunktion (5.6) des Magnetlagers genauer betrachtet, so ist zu erkennen, dass die Magnetlagerstrecke für $k_r > 0$ instabil ist. Für eine positive radiale Steifigkeit enthält die Übertragungsfunktion eine Polstelle in der positiven s -Halbebene. Es braucht deshalb zur Stabilisierung dieser Strecke eine Regelstruktur mit negativer Rückkopplung. Für die Positionsregelung wird daher ein PID-Regler gewählt. Zur analytischen Herleitung der Übertragungsfunktion des Magnetlagersystems wird ein Regelkreis mit einem PID-Regler, einem Lagerstrom, der dem Sollwert i_{Soll} ideal folgt, der Magnetlagerstrecke wie oben beschrieben und einer idealen Positionsmessung mit einer Einheitsverstärkung in der negativen Rückkopplung betrachtet. Mit den beiden Übertragungs-

funktionen

$$\begin{aligned} \underline{G}_{\text{ML}}(s) &= \frac{\underline{X}_{\text{ist}}(s)}{\underline{I}_{\text{ist}}(s)} = \frac{k_i}{m_{\text{R}}s^2 - k_r}, & \text{und} \\ \underline{G}_{\text{PID}}(s) &= \frac{\underline{I}(s)}{\underline{E}(s)} = K_{\text{P}} + \frac{K_{\text{I}}}{s} + K_{\text{D}}s, \end{aligned} \quad (5.7)$$

für die Magnetlagerstrecke und den PID-Regler lässt sich für den geschlossenen Regelkreis die Führungs-Übertragungsfunktion $\underline{G}_{\text{AMB}}$ finden.

$$\begin{aligned} \underline{G}_{\text{AMB}}(s) &= \frac{\underline{X}_{\text{ist}}(s)}{\underline{X}_{\text{soll}}(s)} \\ &= \frac{k_i (K_{\text{D}}s^2 + K_{\text{P}}s + K_{\text{I}})}{m_{\text{R}}s^3 + k_i K_{\text{D}}s^2 + (k_i K_{\text{P}} - k_r)s + k_i K_{\text{I}}}. \end{aligned} \quad (5.8)$$

Durch geeignete Wahl der Regelparameter K_{P} , K_{I} und K_{D} kann erreicht werden, dass der Nenner keine Nullstellen in der rechten s -Halbebene enthält, d.h. die Positionsregelung stabiles Verhalten zeigt. Ein Bodeplot und eine Darstellung der Pol- und Nullstellen der Übertragungsfunktion (5.8) ist in der Abbildung 5.4 zu sehen. Es ist klar ersichtlich, dass alle Polstellen in der linken s -Halbebene liegen und der Regler daher stabil ist.

Anstelle eines nicht realisierbaren idealen D-Gliedes wird im PID-Regler ein DT_1 -Glieder implementiert, welches eine endliche Verstärkung und ein Tiefpassverhalten aufweist [63]. Der Aufbau des PIDT_1 -Reglers mit Stellgrößenbegrenzung und Anti-Windup ist in Abbildung 5.3 (a) dargestellt.

Die bis hierhin beschriebenen Blöcke beschreiben zusammen die kaskadierte Positionsregelung einer Achse des Magnetlagers wie es in Abbildung 5.5 dargestellt ist.

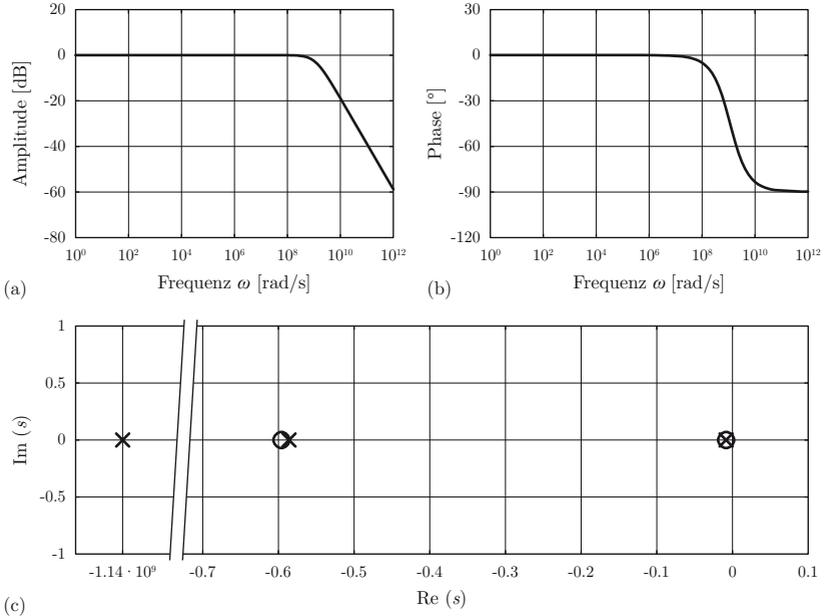


Abb. 5.4: Bodediagramm mit (a) Amplituden- und (b) Phasengang der Magnetlagerstrecke mit einem PID-Positionsregler. In (c) sind sowohl die Pol- als auch die Nullstellen der Magnetlagerstrecke mit einem PID-Regler dargestellt. Mit Regelparametern, welche sich im stabilen Bereich der Abbildung 5.8 befinden, liegen keine Polstellen in der rechten s -Halbebene; das Lager ist somit stabil.

5.2 Umsetzung der Regelung in einer Simulationsumgebung

5.2.1 Implementierung

Die im vorigen Kapitel beschriebene Regelung ist in Simulink [64], der Simulationsumgebung von Matlab, implementiert worden. Ziel dieser Simulation ist die Untersuchung der beschriebenen Nichtlinearitäten in Bezug auf das Regelverhalten. Die drei Achsen des Magnetlagers sind einzeln implementiert worden und können so einzeln betrachtet werden.

Die in Kapitel 4 beschriebenen Kopplungen werden durch die verän-

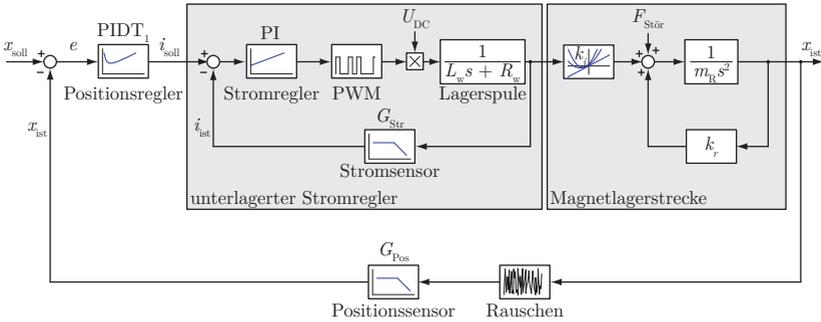


Abb. 5.5: Die inhärent instabile Magnetlagerstrecke wird mit einem PIDT_1 -Regler und einem kaskadierten Stromregler stabilisiert.

derlichen Lagerparameter k_i und k_r berücksichtigt. Die verschiedenen nichtlinearen Beziehungen sind im Modell hinterlegt und werden in der Simulation entsprechend des Arbeitspunkts aufgerufen.

Wie in Kapitel 5.1.2 erwähnt, wird der ideale PID-Regler als PIDT_1 -Regler realisiert. Der Grund hierfür liegt in der Tatsache, dass der D-Anteil in Wirklichkeit nicht unendlich schnell ändern kann. Dies führt dazu, dass die Verstärkung limitiert ist und daher das DT_1 -Glied ein Hochpassverhalten aufweist vgl. Abbildung 5.3 (b)). Der vom Positionenregler errechnete Soll-Strom wird vor dem Ausgang begrenzt, da die Leistungsstufe nicht beliebig grosse Ströme treiben kann. Ebenso wird ein Anti-Windup implementiert, um der Übersteuerung der Stellgrösse vorzubeugen. Der in Abbildung 5.3 (a) ersichtliche Anti-Windup verhindert, dass der Integrator weiter integriert, obwohl bereits das Maximum der Stellgrösse erreicht ist. Ansonsten würde der Reglerausgang trotz veränderten Vorzeichens der Reglerdifferenz auf dem Maximum stehen bleiben, bis der I-Anteil wieder entsprechend abgebaut ist.

In Abbildung 5.2 ist ein Reset des ersten Integrators zu sehen. Dieser setzt die Geschwindigkeit des Rotors zurück auf Null, sobald der Rotor am Fanglager anschlägt. Dieser Reset wird ausgelöst, sobald das Positionssignal im zweiten Integrator an eine der beiden Grenzen stösst und der zweite Integrator-Block darauf ein Sättigungssignal ausgibt. Dieses Si-

gnal wird ausgewertet und entsprechend wird durch ein Zurückstellen des ersten Integrators die Geschwindigkeit \dot{x} des Rotors augenblicklich auf Null zurückgesetzt. Im Blockschaltbild ist auch zu sehen, dass der Strom in der Lagerwicklung einen nichtlinearen Einfluss auf die Lagerkraft hat. Je nach Position des Rotors ändert sich die nichtlineare Beziehung zwischen dem Lagerstrom und der Lagerkraft gemäss der Beziehung (4.14) aus Kapitel 4.4.2. Dort wurde gezeigt, dass die Kraft–Strom–Beziehung nicht linear ist und in ihrer Grösse und ihrem Verhalten hauptsächlich von der Lage und Auslenkung des Rotors abhängt:

$$F_x \propto A \cdot \Theta_{cx}^2 + B \cdot \Theta_{cx} + C. \quad (5.9)$$

Deshalb ist es unumgänglich, die Kraft–Strom Konstante an die jeweilige Rotorposition anzupassen. Dies wird im Matlab–Simulink Modell mit Hilfe einer 2D–Look–Up–Table (LUT) erreicht. Die Parameter A, B und C der Kraft–Strom–Relation 5.9 werden dabei vorgängig für verschiedene Rotorauslenkungen und Lagerströme mit Hilfe des analytischen Modells berechnet und in die LUT gespeichert (siehe Abbildung 5.6). Im geregelten Betrieb ändert sich also die Kraft–Strom–Relation, was dazu führt, dass der Regler ständig eine veränderte Strecke sieht. Im Abschnitt 5.2.2 wird gezeigt, dass gewisse PID–Regelparameter einen zentrierten Rotor wohl stabil regeln können, jedoch für andere Betriebspunkte nicht geeignet sind, den Rotor zu stabilisieren.

Die in Abbildung 5.5 ersichtlichen Strom- und Positionsmessungen werden im Matlab-Simulink Modell jeweils als Tiefpass modelliert. Zusätzlich wird dem Positionssignal ein nicht gänzlich vermeidbares Rauschen hinzugerechnet.

Im Simulationsprorammm gibt es die Möglichkeit, verschiedene Soll-Positionen für den Rotor auszuwählen. So kann beispielsweise eine Sprungantwort des Systems oder das Führungsverhalten des Regelkreises untersucht werden. Um die Robustheit der Regelung zu testen, können verschiedene Störkräfte zugeschaltet werden. Die relevanten Lagergrößen wie Rotorposition und Lagerströme werden laufend gespeichert und können in einem Diagramm verfolgt werden. Zur Vereinfachung der Bedienung dieser Simulation ist eine graphische Benutzeroberfläche (Abbildung 5.7) entworfen worden. Diese erlaubt es, beispielsweise für einen

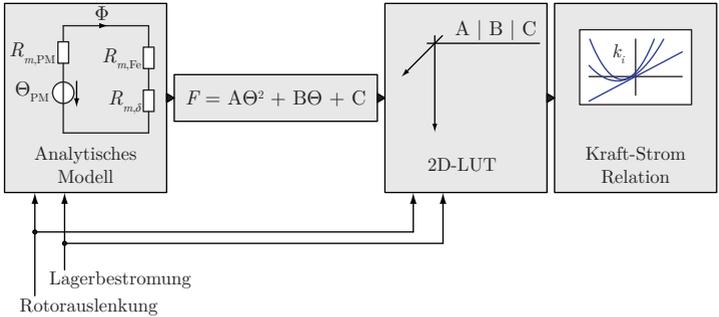


Abb. 5.6: Die Werte der betriebspunktabhängigen Kraft–Strom–Relation holt sich der Positionsregler aus einer 2D–Look–Up–Table (LUT). Diese Nachschlagetabelle wird vorgängig mit Hilfe des analytischen Modells mit den entsprechenden Parametern für verschiedene Betriebspunkte gefüllt.

Sprung in der Soll–Position verschiedene Parametersets des Positionskontrollers zu testen. Diese Parametersätze können gespeichert werden und später wieder geladen werden.

5.2.2 Simulationsergebnisse

Die richtige Auswahl der PID–Parameter ist entscheidend für einen stabilen Betrieb des Lagers. Wenn sich die Eigenschaft der Lagerstrecke jedoch je nach Betriebspunkt des Lagers so ändert, wie es beispielsweise in Kapitel 4.3 ausgeführt ist, ist es umso wichtiger, die passenden Parameter für den Regler zu finden. Mit dem Simulink–Modell soll der Regler zuerst für den bekannten Fall einer linearen Beziehung (s. Gleichung (3.5)) untersucht werden. Die beiden Lagerkonstanten k_i und k_r werden hierzu für den einfachsten Fall eines zentrierten Rotors angenommen. Weiter wird angenommen, dass sich diese Werte auch für einen ausgelenkten Rotor in einem anderen Arbeitspunkt nicht ändern. Mit dieser Ausgangslage wird ein PID–Parameterset (K_P , K_I , K_D) ermittelt, mit welchem der Regler eine stabile Positionierung des Rotors in der Nullposition garantiert. In einem zweiten Schritt wird k_i mit der nichtlinearen Kraft–Strom–Relation (4.14) ersetzt, da beispielsweise aus Abbildung 4.10 (b) ersichtlich ist, dass die Kraft F_x nicht länger linear von der Bestromung Θ_{cx} abhängt, sobald der Rotor in x –Richtung aus-

5.2. UMSETZUNG DER REGELUNG IN MATLAB-SIMULINK

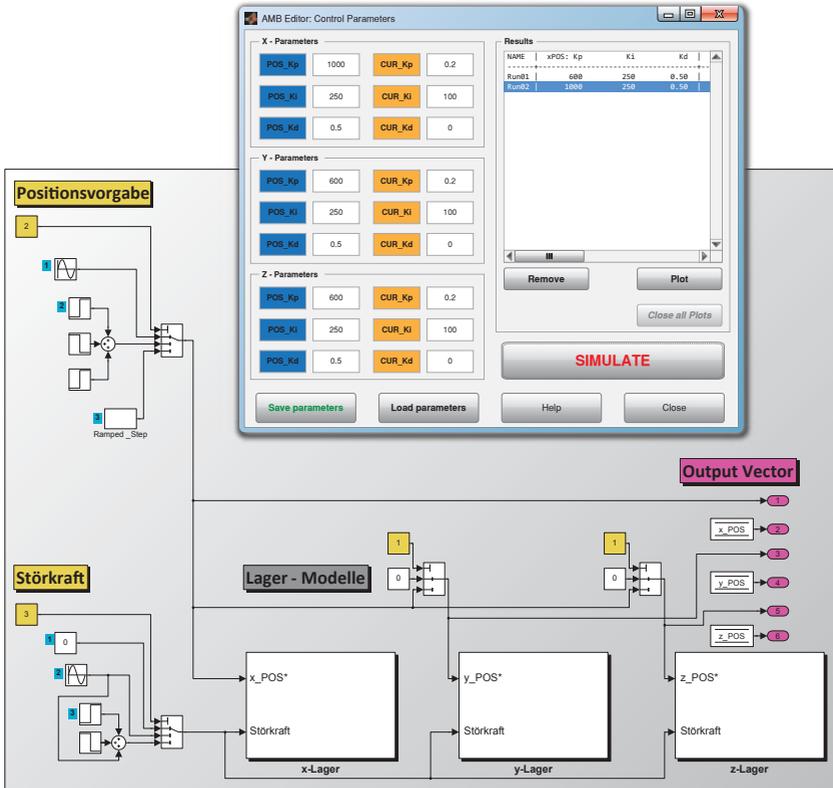


Abb. 5.7: Die Regelstruktur des Magnetlagers wurde in Matlab-Simulink implementiert und dazu eine Benutzeroberfläche entworfen, welche es erlaubt, verschiedene Regelparameter zu testen, Parameter zu speichern und die Simulationsergebnisse darzustellen.

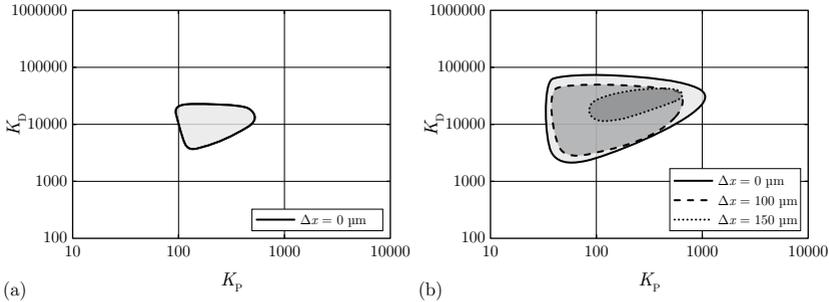


Abb. 5.8: Mögliche PID-Parameter für verschiedene Luftspaltgrößen und verschiedene Sollpositionen des Rotors. Für eine Luftspaltgröße von $\delta = 250 \mu\text{m}$ (a) lässt sich der Rotor nur um die Nullposition stabil lagern. Wird der Luftspalt auf $\delta = 500 \mu\text{m}$ vergrößert (b), dann finden sich auch stabile Bereiche für andere Sollpositionen.

gelenkt wird. Mit den zuvor gefundenen Parametern für den PID-Regler kann der Regler nun unter Umständen einen ausgelenkten Rotor nicht mehr stabil in dieser Position lagern. Dies legt den Schluss nahe, dass es wichtig ist, die realen Kraft-Strom-Beziehungen in den Positionsregler zu implementieren. So kann untersucht werden, welche Regelparameter für einen gewissen Arbeitspunkt eine stabile Regelung erlauben. Die möglichen PID-Parameter (K_P , K_D , $K_I = 0$) für verschiedene Luftspaltgrößen und verschiedene Rotorpositionen sind beispielhaft in Abbildung 5.8 dargestellt. Mit einem Lager mit einer Luftspaltgröße von $\delta = 250 \mu\text{m}$ konnten nur für einen zentrierten Rotor stabile Regelparametersets gefunden werden. In Abbildung 5.8 (b) sind die Ergebnisse für das Magnetlager mit einer Luftspaltgröße von $\delta = 500 \mu\text{m}$ ersichtlich. Es zeigt sich, dass der Rotor nicht nur im Nullpunkt stabilisiert werden kann. Es finden sich auch für Sollpositionen ausserhalb des Mittelpunkt Parametersets, welche eine stabile Lagerung erlauben. Es ist ersichtlich, dass sich die stabilen Bereiche überlappen und es können Parameter gewählt werden, die alle drei Arbeitsbereiche abdecken. Überschneiden sich die stabilen Bereiche jedoch nicht für alle Arbeitsbereiche, so müssen die Regelparameter während des Betriebs an den jeweiligen Arbeitsbereich angepasst werden.

Der Einfluss der verschiedenen Kraft-Strom-Relationen kann auch mit Sprungantworten des Positionsreglers untersucht werden. Werden

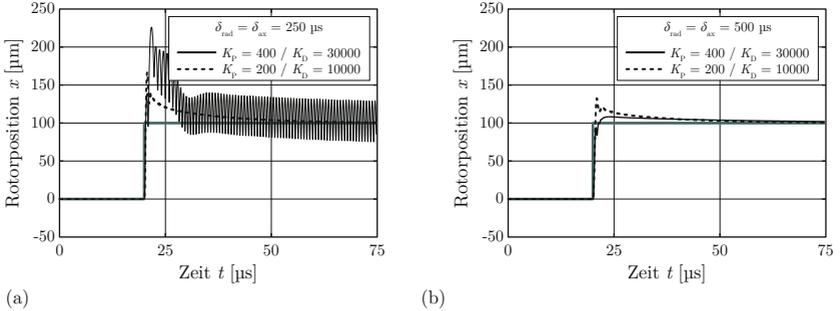


Abb. 5.9: Sprungantworten des Positionsreglers für verschiedene Regelparameter, wenn die Kraft–Strom–Relation des Magnetlagers mit (a) Luftspaltgrößen von $\delta = 250 \mu\text{m}$ bzw. (b) $\delta = 500 \mu\text{m}$ in die Regelung implementiert wird.

die stark nichtlinearen Kraft–Strom–Relationen für ein Magnetlagerdesign mit $\delta = 250 \mu\text{m}$ grossen Luftspalten implementiert, dann kann die Rotorposition nach einem Positionssprung nicht mit beiden Parametersets in Abbildung 5.9 (a) stabil geregelt werden. Im Gegensatz hierzu zeigt sich in Abbildung 5.9 (b), dass bei einem Magnetlager mit Luftspalten von $\delta = 500 \mu\text{m}$ die Auswahl an stabilen Regelparametern grösser ist. Dies wird auch schon in Abbildung 5.8 gezeigt, wobei bei den Untersuchungen dort zusätzlich noch eine Störkraft auf den Rotor wirkt ($F_{\text{stör}} = 2\text{N} \cdot \sin(2\pi \cdot 10^3 \cdot t) + 5\text{N}[\text{@ } 50\text{-}70 \mu\text{s}]$). Dies erklärt, wieso sich in Abbildung 5.9 der Rotor auch für das Magnetlager mit $\delta = 250 \mu\text{m}$ grossen Luftspalten um eine Sollposition von $\pm 0.1 \text{mm}$ stabilisieren lässt.

Kapitel 6

Prototyp und Messungen

6.1 Aufbau des Laborprüfstandes

In diesem Kapitel wird der Aufbau des Prototyps und der Versuchsanlage beschrieben. Beim Prototypen handelt es sich um ein magnetisch gelagertes Antriebssystem, mit welchem eine Drehzahl von 120'000 U/min erreicht wurde. Der experimentelle Versuchsaufbau beinhaltet neben der Elektronik zur Ansteuerung des Antriebs, die Elektronik zur Ansteuerung der Magnetlager und die Elektronik der Positionsmessung. Weiter ist ein Rechner notwendig, welcher zur Bedienung des Versuchsaufbaus benötigt wird. Eine schematische Darstellung des Systems Versuchsaufbaus ist in Abbildung 6.1 gezeigt. Als Antrieb wird die in [1] vorgestellte permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM) verwendet. Die Antriebsströme werden durch einen kompakten Wechselrichter mit einer sensorlosen Regelung eingestellt. Wie in Kapitel 3.4 beschrieben, wird die Radialposition des Rotors direkt auf den Radialsensorplatinen ausgewertet, welche stirnseitig an die beiden Magnetlager montiert sind. Die Auswertung der axialen Rotorposition erfolgt auf der Axialsensorplatine, welche ebenfalls auf dem Prüfstand angeordnet ist. Über diese Axialsensorplatine werden schliesslich sowohl die Radial- als auch die Axialpositionssignale an die Ansteuerelektronik übergeben. Diese kommuniziert mit einem Rechner, welcher die aktuellen Parameter wie Position und Lagerstrom darstellt und die Steuersignale an die Ansteuerelektronik sendet. Die vom Regler berechneten Lagerströme werden schliesslich den beiden Magnetlagerein-

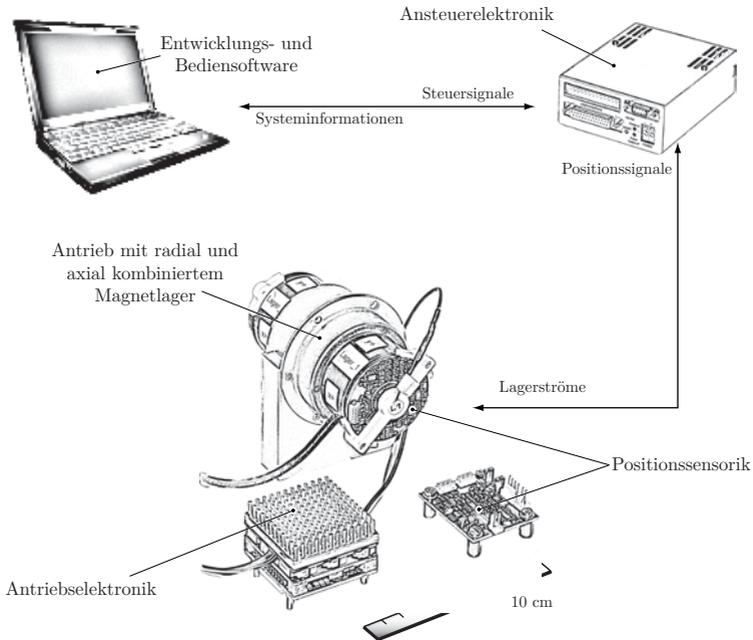


Abb. 6.1: Schematische Übersicht des Versuchsaufbaus.

heiten zugeführt. Zusammengefasst besteht der Laboraufbau also aus:

- Prototyp mit dem magnetgelagerten PMSM Antrieb.
- Antriebselektronik für den Motor sowie einer Sensorelektronik für die Positionsmessung.
- Anstreuerelektronik, welcher die Lagerströme für den schwebenden Rotor einprägt.
- Rechner mit Entwicklungs- und Bediensoftware mit welcher die Parameter des Systems ausgelesen sowie Steuersignale gesendet werden.

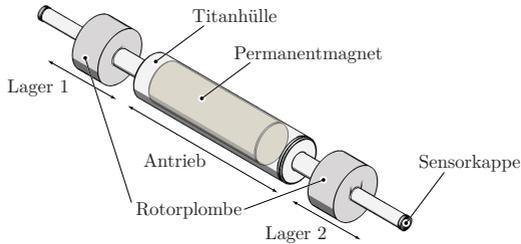


Abb. 6.2: Der Rotor ist aus mehreren Teilen aufgebaut. Der Antrieb benötigt einen Permanentmagneten, welcher von einer Titanhülle umschlossen ist. Für die beiden Magnetlager wird auf den Rotor je eine Rotorplombe, welche aus magnetisch leitfähigem Material besteht, aufgepresst. Um die Sensitivität der axialen Positionsmessung zu erhöhen, werden auf beiden Enden des Rotors zusätzlich Aluminiumkappen angebracht.

6.1.1 Rotor

Für den Antrieb in Form einer permanentmagneterregten Synchronmaschine wird ein diametral magnetisierter Permanentmagnet in den Rotor eingepresst. Eine Titanhülle stellt die für hohe Drehzahlen erforderliche mechanische Festigkeit sicher. Zur Vereinfachung der Montage wird der Magnet erst nach dem Einpressen in die Titanhülle aufmagnetisiert. Da Titan ein schlechter magnetischer Leiter ($\mu_r \approx 1$) ist, eignet sich dieses Material nicht für die Magnetlagerung. Damit sich die magnetischen Lagerflüsse für das Radial- und das Axiallager ausbilden können, muss ein magnetisches Material auf den Rotor aufgebracht werden. Bei Betrachtung des Aufbaus und der Funktionsweise des radial und axial kombinierten Magnetlagers wird ersichtlich, dass hier eine Beschichtung oder zusätzlichen, konzentrischen Hülle des Rotors nicht für alle Achsen geeignet ist. Um auch eine axiale Angriffsfläche zu haben, muss deshalb eine sogenannte Rotorplombe auf beide Enden des Rotors aufgepresst werden. Diese Rotorplomben sind aus weichmagnetischem Material (Vacoflux50) gefertigt und nicht geblecht, erlauben also, die magnetischen Flüsse der drei Lagerachsen in den unterschiedlichen Richtungen zu führen. Der Durchmesser der Plomben definiert gleichzeitig den maximalen Durchmesser des Rotors und beträgt für den aufgebauten Prototypen 12 mm. Demgegenüber weist der Rotor im Bereich, wo die Drehmomentbildung stattfindet, einen Durchmesser von 10 mm und an den beiden

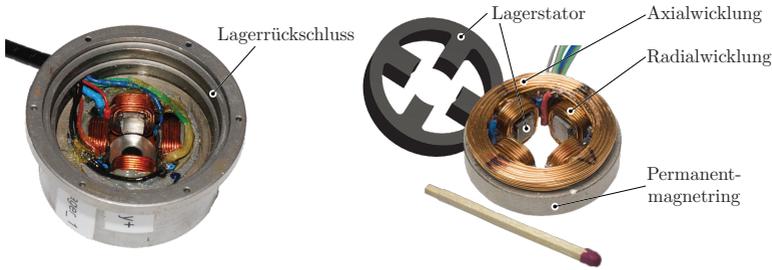


Abb. 6.3: Rechts sind die vier Radialwicklungen an den Statorzähnen, die konzentrische Axiallagerwicklung sowie der Permanentmagnetring ersichtlich. Diese Einheit wird mit der Axialwicklung nach unten in den Lagerrückschluss gelegt. Beide Lagerreinheiten sind gleich aufgebaut.

Enden, wo sich die Positionssensoren befinden, einen Durchmesser von 3 mm auf. Die Länge des gesamten Rotors beträgt 97.7 mm, womit das Verhältnis der totalen Rotorlänge zu Motorlänge etwa 7:5 beträgt.

6.1.2 Lagerwicklungen

In den Schnittansichten von Abbildung 3.6 ist der prinzipielle Aufbau der Magnetkreise des Lagers ersichtlich. Für den Lagerstator ist ein flussführendes Material zu wählen, welches auch bei hohen Frequenzen geringe Verluste aufweist. Da die Magnetflüsse sämtlich in parallelen Ebenen liegen, kann der Stator aus amorphem Metall geblecht ausgeführt werden. Für die beiden Radialachsen führen die Statorzähne das Feld zum Rotor. Um diese Statorzähne herum sind die radialen Lagerwicklungen montiert. Da je zwei gegenüberliegende Statorzähne zur gleichen Lagerachse gehören, können die zugehörigen Wicklungen mit demselben Strom gespeist werden und sind daher in Serie verschaltet. Die Lagerwicklung der axialen Achse liegt konzentrisch zur Rotorachse. Um eine weitere Durchführung im Wicklungsraum zu vermeiden, wurde die gesamte Axialwicklung auf einer Seite des Lagerstators montiert. Der Lagerstator mit seinen vier Radialzähnen wird vom Permanentmagnetring umschlossen und dann fertig bewickelt in den Schalenteil des Lagerrückschlusses montiert. Durch eine kleine Durchführung im Lagerrückschluss werden die elektrischen Anschlüsse aller Lagerwicklungen nach aussen geführt. Der

Parameter der Lagerwicklungen		
Radialwicklungen – pro Statorzahn		
Drahtdurchmesser	0.6	mm
Anzahl Windungen	28	-
Impedanz @1 kHz: - Induktivität	113	μH
- Widerstand	2.3	Ω
Axialwicklungen – pro Lagereinheit		
Drahtdurchmesser	0.5	mm
Anzahl Windungen	54	-
Impedanz @1 kHz: - Induktivität	420	μH
- Widerstand	5.8	Ω

Tabelle 6.1: Übersicht der wichtigsten Parameter der Lagerwicklungen.

Aufbau des Stators mit den Lagerwicklungen ist in Abbildung 6.3 zu sehen. Die axiale Wicklung ist im montierten Zustand im Lagerrückschluss nicht ersichtlich, da sie sich auf der Unterseite befindet. In Tabelle 6.1 sind die wichtigsten Parameter der Lagerwicklungen zusammengefasst.

6.1.3 Ansteuerelektronik

Die Ansteuerelektronik verarbeitet die gemessenen Positionsgrößen des Rotors und speist die Lagerwicklungen mit den durch die Regelung geforderten Strömen. Die aktuelle Position des Rotors sowie die benötigten Lagerströme können auf dem angeschlossenen Rechner überwacht werden. Die Ansteuerelektronik wird durch einen an die Systembedürfnisse angepassten Controller LPC-200 [20] von Levitronix realisiert. Beispielsweise wurde die Abtastfrequenz des Reglers sowie die Knickfrequenz der analogen Tiefpassfilter an die erhöhte Regelgeschwindigkeit angepasst.

6.1.4 Prototyp

In Abbildung 6.4 sind der Prototyp des Magnetlagers, die Ansteuerelektronik für den Antrieb sowie die Platine der axialen Positionssensorik gezeigt. Die Abmessungen dieser Platine betragen 38x45 mm, die Länge

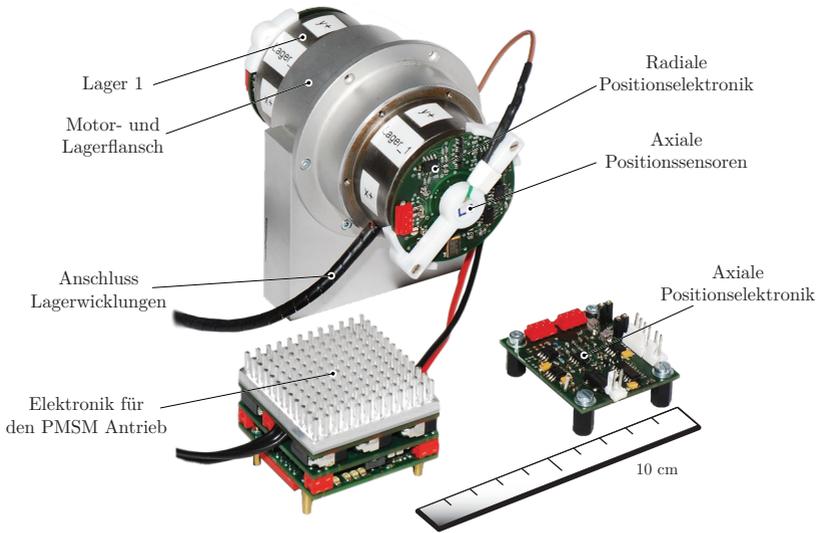


Abb. 6.4: Der Antrieb und die beiden Lagereinheiten werden an einem Flansch montiert. Die Positionssensoren führen ihr Signal auf die axiale Positionselektronik; von dort werden die Signale an die Ansteuerelektronik weitergeleitet. Ebenfalls zu sehen ist die Elektronik für den PMSM Antrieb [1].

des Rotors 97.7 mm und der Durchmesser einer Magnetlagereinheit beträgt 45 mm. Beim Zusammenbau wird zuerst der Antrieb im Aluminiumflansch platziert und fixiert. Anschliessend kann der Rotor eingelegt werden. Nun wird der pro Lagereinheit zweiteilige Lagerrückschluss an den Flansch montiert. Schliesslich können die Positionssensoren an den Lagereinheiten montiert und mit der Sensor- und Ansteuerelektronik verkabelt werden. Über die gleichen Stecker werden auch die Lagerwicklungen der verschiedenen Achsen angeschlossen. Die wichtigsten geometrischen Daten des Magnetlagersystems sind in Tabelle 6.3 zusammengefasst.

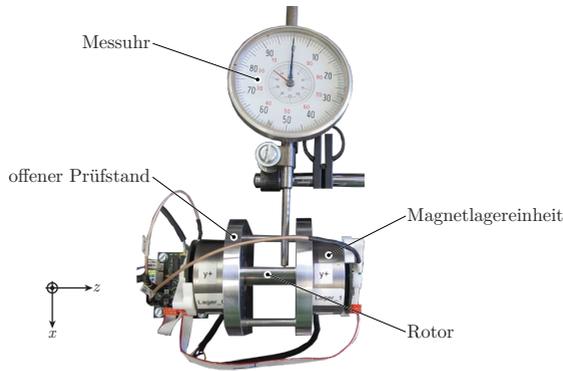


Abb. 6.5: Messaufbau mit einer Messuhr, mit welcher die effektive Auslenkung ausgemessen wird.

6.2 Messungen am Prototypen

6.2.1 Lagerparameter

Zur Verifikation der berechneten Magnetlagerparameter sind verschiedene Messungen am Prototyp vorzunehmen. Um die Kraft–Weg und die Kraft–Strom Konstanten zu bestimmen, muss der Aufbau leicht angepasst werden. Anstelle des geschlossenen Prüfstandes mit der Motoreinheit in der Mitte wird ein offener Aufbau verwendet, so dass der schwebende Rotor gut zugänglich ist. Als erstes können die durch die Fanglager begrenzten, effektiven Auslenkungen ausgemessen werden. Der magnetisch gelagerte Rotor kann im offenen System per Hand ausgelenkt werden und die effektive Auslenkung wird, wie in Abbildung 6.5 dargestellt, mit Hilfe einer Messuhr bestimmt. Die in alle drei Achsen gemessenen Auslenkungen können so in Relation zu den Messwerten der Entwicklungs- und Bediensoftware gestellt werden. Der Rotor kann nun unter magnetischer Lagerung um genau bestimmte Positionssprünge ausgelenkt werden und so beispielsweise der dafür notwendige Strom gemessen werden. Auf diese Weise lässt sich die Beziehung zwischen Bestromung und Auslenkung finden.

Um nun die Auslenkung und die Lagerströme in Relation zur Kraft

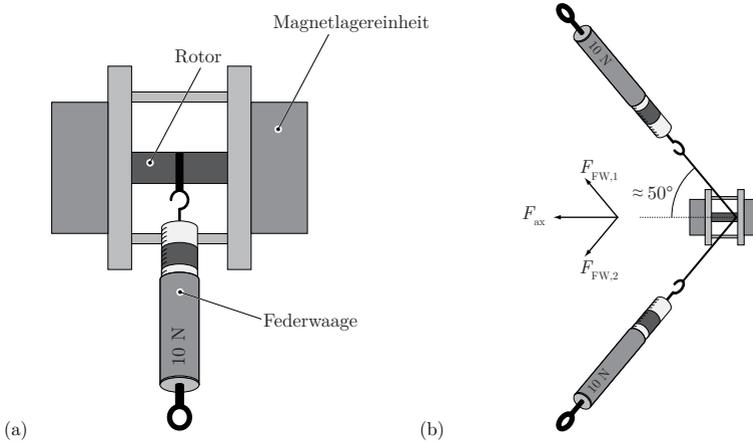


Abb. 6.6: Messaufbau mit Federwaagen zur Bestimmung der (a) radialen und der (b) axialen Kraft–Strom Konstanten.

zu bringen, muss auch diese am magnetisch gelagerten Rotor gemessen werden. Beim offenen Prüfstand ist der Rotor gut sichtbar, und lässt sich in radialer Richtung mit einer Federwaage mit einer bestimmten Kraft stören. Der Rotor wird durch die Regelung in der Nullposition gehalten, d.h. es wird ein Lagerstrom eingepreßt, welcher der angreifenden Kraft entgegenwirkt. Hieraus lässt sich die in Kapitel 3.3.4 vorgestellte Kraft–Strom Konstante $k_{i,rad}$ bestimmen.

In axialer Richtung lässt sich der Rotor nicht direkt auslenken. Wie in Abbildung 6.6 (b) zu sehen ist, wird die axiale Störkraft mit zwei Federwaagen, welche in einem Winkel von etwa 100° zueinander stehen, auf den Rotor gebracht. Die Kraft in axialer Richtung kann demnach ausgedrückt werden als

$$F_{ax} = (F_{FW,1} + F_{FW,2}) \cdot \cos 50^\circ. \tag{6.1}$$

Die Beziehung dieser Kraft zum Lagerstrom der z -Achse wird durch die Kraft–Strom Konstante $k_{i,ax}$ charakterisiert.

Durch Kombination der Kraft–Strom Beziehung und der Messung der

Analytisches Modell			
$k_{i,\text{rad}}$ [N/A]	$k_{i,\text{ax}}$ [N/A]	k_r [N/mm]	k_z [N/mm]
4.01	3.51	20.48	37.15
Messresultate			
$k_{i,\text{rad}}$ [N/A]	$k_{i,\text{ax}}$ [N/A]	k_r [N/mm]	k_z [N/mm]
3.65	4.17	17.03	40.42

Tabelle 6.2: Vergleich zwischen den berechneten und den gemessenen Lagerparametern für einen zentrierten Rotor.

Bestromung für eine bestimmte Auslenkung, lassen sich die Kraft–Weg Konstanten berechnen. Die Beziehung zwischen der Auslenkung und der dabei entstehenden destabilisierenden Kraft wird durch die radiale Steifigkeit k_r beziehungsweise durch die axiale Steifigkeit k_z charakterisiert. Die durch diese Messungen gefundenen Lagerparameter für einen Rotor im Nullpunkt werden in Tabelle 6.2 mit denjenigen Werten verglichen, welche durch das in Kapitel 4 vorgestellte analytische Modell berechnet worden sind. Es zeigt sich eine mit Rücksicht auf die Einfachheit des Modells relativ gute Übereinstimmung.

6.2.2 Dynamisches Verhalten des Magnetlagers

Zusätzlich zu den statischen Lagerparametern ist auch das dynamische Verhalten des Magnetlagers zu untersuchen. Um den Stromregler zu charakterisieren, wird ein Sprung auf einen Strom–Sollwert von 1 A durchgeführt. Die Stromantwort für eine radiale Lagerwicklung ist in Abbildung 6.7 (a) zu sehen. Im Vergleich dazu ist in Abbildung 6.7 (b) zu erkennen, dass sich hier der Strom anfänglich etwas unter dem Sollwert einstellt, ansonsten aber gleich schnell reagiert. Um eine stabile Regelung zu garantieren, muss die Anstiegszeit des Stromes deutlich kleiner sein als die charakteristische mechanische Zeitkonstante des Rotors [65]:

$$t_{r,\text{el}} \ll \tau_{\text{mech}}, \quad (6.2)$$

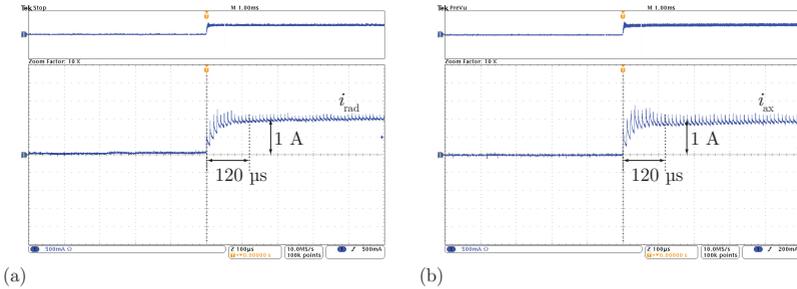


Abb. 6.7: Sprungantwort der Lagerströme bei einem Referenzsprung von 1 A für (a) eine radiale Lagerwicklung und (b) die axiale Lagerwicklung. In beiden Fällen ist der Strom nach etwa $t_{r,el} = 120 \mu\text{s}$ auf den neuen Sollwert eingestellt. Dies ist im Vergleich zu den mechanischen Zeitkonstanten $\tau_{\text{mech,rad}} = 1.43 \text{ ms}$ und $\tau_{\text{mech,ax}} = 0.93 \text{ ms}$ genügend schnell (Skala: $100 \mu\text{s}/\text{div}$, $500 \text{ mA}/\text{div}$). Der Rippel auf den Lagerströmen rührt von der Schaltfrequenz des Magnetlagers her, welche beim Radiallager bei 50 kHz und beim Axiallager bei 47 kHz liegt.

welche durch die Masse des Rotors und die negative Steifigkeit des Lagers bestimmt wird und über

$$\tau_{\text{mech,rad}} = \sqrt{\frac{m_R}{k_r}} \quad \text{bzw.} \quad \tau_{\text{mech,ax}} = \sqrt{\frac{m_R}{k_z}} \quad (6.3)$$

berechnet werden kann.

In Abbildung 6.7 ist zu erkennen, dass diese Bedingung sowohl für die radialen Lager als auch für das axiale Lager erfüllt ist. Die Werte zur Berechnung der charakteristischen mechanischen Zeitkonstanten können den Tabellen 6.2 und 6.3 entnommen werden; es folgt:

$$\tau_{\text{mech,rad}} = 1.43 \text{ ms} \quad \text{und} \quad \tau_{\text{mech,ax}} = 0.93 \text{ ms}. \quad (6.4)$$

In einem weiteren Versuch wird untersucht, wie sich ein Positionssprung in eine Richtung auf die Positionsmessung der anderen Richtungen auswirkt. Zu diesem Zweck werden alle Positionssignale während eines Positionssprungs gemessen. In Abbildung 6.8 (a) ist zu erkennen, dass ein Positionssprung von $50 \mu\text{m}$ in positiver x -Richtung keinen Einfluss auf die Messung der anderen Positionssignale hat. Auch ein Positionssprung von $100 \mu\text{m}$ in positive z -Richtung vermag die anderen Positionssigna-

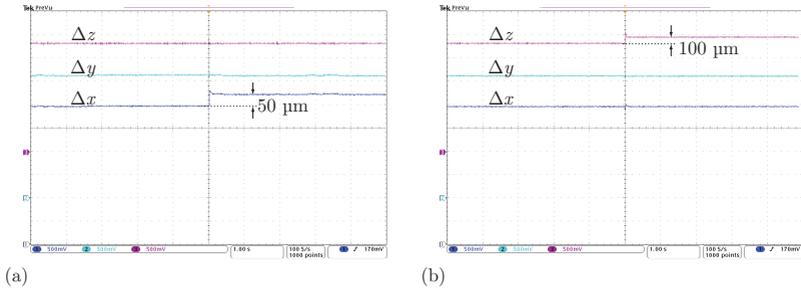


Abb. 6.8: Einfluss eines Positionssprungs auf die Positionsmessungen. Weder ein radialer Positionssprung (a) noch ein Sprung in axialer Richtung (b) vermögen die anderen Positionssignale signifikant zu stören (Skala: 1 s/div, Δx : 100 $\mu\text{m}/\text{div}$, Δz : 300 $\mu\text{m}/\text{div}$).

le nicht zu stören, wie in Abbildung 6.8 (b) erkennbar ist. In beiden Diagrammen ist auch das geringe Überschwingen des Positionssignals zu erkennen, welches jedoch nach weniger als 0.5 ms abgeklungen ist.

Abbildung 6.9 zeigt, wie sich ein radialer Positionssprung auf die Lagerströme auswirkt. Der Positionssprung wird durch eine entsprechende Änderung der Sollposition des Rotors für den Regler erreicht. Es ist ersichtlich, dass bei einer positiven Auslenkung des Rotors die Lagerwicklung negativ bestromt wird. Dies ist erforderlich, um die destabilisierende Kraft zu kompensieren, welche aufgrund der Auslenkung entsteht. Die Lagerströme der anderen Lagerachsen werden durch Positionssprünge in x -Richtung nicht merklich beeinflusst, wie in Abbildung 6.9 (b) zu erkennen ist.

Dieselbe Untersuchung wurde auch für einen axialen Positionssprung durchgeführt. Der Lagerstrom i_z , welcher sich bei einer Auslenkung des Rotors um $\Delta z = -100 \mu\text{m}$ einstellt, entspricht dem erwarteten Wert entsprechend den Lagerparametern $k_{i,ax}$ und k_z in Tabelle 6.2. In Abbildung 6.9 (d) ist zu sehen, dass auch eine Änderung des Stromes in der axialen Lagerwicklung die anderen Lagerströme nicht merklich stört.

Nach diesen Analysen wurde die magnetische Lagerung des Rotors und der elektrische Antrieb zusammen in Betrieb genommen. Mit der

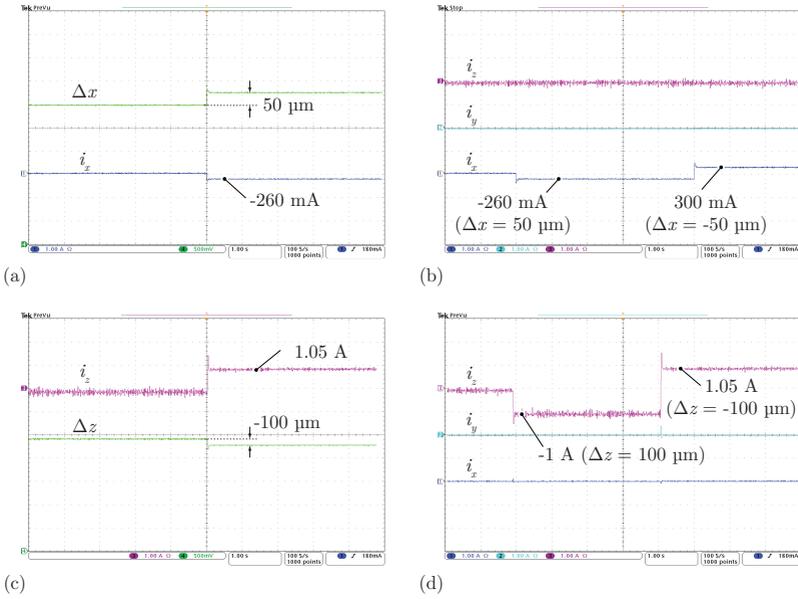


Abb. 6.9: (a) Einfluss eines radialen Positionssprungs in x -Richtung auf den Lagerstrom i_x in der entsprechenden Lagerwicklung. In (b) ist erkennbar, dass durch eine Positionsveränderung in x -Richtung die anderen Lagerströme nicht merklich beeinflusst werden. (c) Stromantwort auf einen Positionssprung $\Delta z = -100 \mu\text{m}$. Auch für diesen Fall ist in (d) erkennbar, dass die jeweils anderen Lagerströme bei einer Auslenkung nicht signifikant gestört werden (Skala: 1 s/div , Δx : $100 \mu\text{m/div}$, Δz : $300 \mu\text{m/div}$, 1 A/div).

gleichen Antriebselektronik wurde auch ein herkömmlich gelagerter Rotor betrieben. Beide Systeme wurden auf eine Drehzahl von $40'000 \text{ U/min}$ beschleunigt. Nach dem Ausschalten des Antriebs kann die in den Antriebswicklungen induzierte Spannung gemessen und am Oszilloskop dargestellt werden. So kann ermittelt werden wie lange der Rotor ausläuft, bevor er zum Stillstand kommt. Das Ergebnis dieses Versuches ist in Abbildung 6.10 dargestellt. Die induzierte Spannung beim Magnetlagersystem ist aufgrund des verwendeten anderen Motortyps grösser als bei dem mit Kugellagern gelagerten Rotor. Die Auslaufzeit bei dem magnetisch gelagerten Rotor ist jedoch etwa viermal so lang wie bei herkömmlicher Lagerung. Dies ist auf die geringeren Reibungsverluste zurückzuführen.

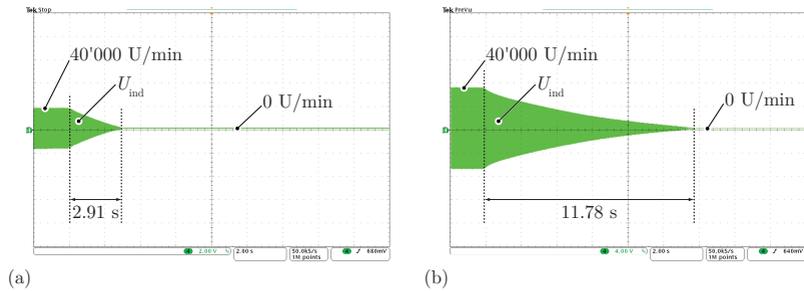


Abb. 6.10: Auslaufversuch des Rotors bei einer Anfangsgeschwindigkeit von $40'000 \text{ U/min}$. Da für den Antrieb mit Kugellagern (a) ein anderer Motor als beim magnetisch gelagerten System (b) eingesetzt wird, weisen die induzierten Spannungen eine unterschiedliche Amplitude auf. Der magnetisch gelagerte Rotor läuft ab dem Ausschalten des Antriebs bis zum Stillstand etwa viermal so lange wie der herkömmlich gelagerte Rotor (Skala: 2 s/div , (a) 2 V/div , (b) 4 V/div).

Schlussendlich wurde versucht, den Rotor auf möglichst hohe Drehzahlen zu bringen. Wie in Abbildung 6.11 gezeigt, wurde mit dem aufgebauten System eine Drehzahl von $120'000 \text{ U/min}$ erreicht. Die Lagerströme weisen aufgrund des nicht perfekt gewuchteten Rotors Verzerrungen auf, welche die Stabilität der Lagerung bei hohen Drehzahlen limitieren.

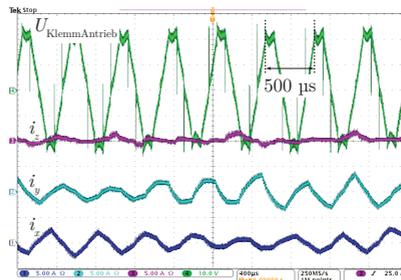


Abb. 6.11: Lagerströme und Klemmenspannung des Antriebs bei einer Drehzahl von $120'000 \text{ U/min}$. Gut zu erkennen ist, dass aufgrund der Rotorunwucht, die Lagerströme einen drehzahlssynchronen Anteil aufweisen (Skala: $400 \text{ } \mu\text{s/div}$, 5 A/div , 10 V/div).

Geometrische Grössen des Magnetlagersystems		
System		
Aussendurchmesser: - System	55	mm
- Lager	45	mm
Länge des Systems	85.4	mm
Länge der Motoreinheit	39.4	mm
Länge pro Lagereinheit	23	mm
Rotor: - Länge	97.7	mm
- Gewicht	35	g
- Trägheitsmoment	$4.8 \cdot 10^{-7}$	kgm^2
Antrieb (PMSM)		
Statoreisenrückschluss: - Aussendurchmesser	25	mm
- Innendurchmesser	18.5	mm
- Länge	29	mm
max. Drehzahl	500'000	U/min
Polpaarzahl	1	
Antriebswicklung: - Backlacklitze		
· Anzahl Litzen	38	
· Litzendurchmesser	0.071	mm
- Aussendurchmesser	18.2	mm
- Innendurchmesser	15.3	mm
Lager		
Permanentmagnetring: - Aussendurchmesser	38	mm
- Dicke	3	mm
- Breite	7	mm
Dicke des Lagerrückschlusses	3.5	mm
Luftspaltgrössen: - Axial	500	μm
- Radial	500	μm
Rotorplombe: - Aussendurchmesser	12	mm
- Breite	7	mm
max. erreichte Drehzahl	120'000	U/min

Tabelle 6.3: Übersicht der wichtigsten geometrischen Daten des Magnetlagersystems.

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

7.1 Zusammenfassung

Der anhaltende Trend zu immer höheren Drehzahlen bei hochkompakten Antriebssystemen stellt auch hohe Anforderungen an die Lagerung der rotierenden Welle. Der Einsatz solch hochdrehender Antriebe ist beispielsweise bei Bohrspindeln für die Erstellung von Durchkontaktierungen mehrlagiger Leiterplatten möglich. Weitere Anwendungen finden sich im Bereich der Turbomaschinen wie beispielsweise bei Kompressoren für Brennstoffzellen, Wärmepumpen, Heizungen, Klimaanlage oder Lüftungen. Auch die Umkehrung des Kompressors, also die Energiegewinnung aus einem sich ausdehnenden Gas ist ein mögliches Anwendungsgebiet hochdrehender Antriebe. Diese hohen Drehzahlen führen bei herkömmlichen mechanischen Lagerarten jedoch zu grossen thermischen Verlusten. Auch der Einsatz unter (Teil-)Vakuum ist mit konventionellen Kugellagern aufgrund der benötigten Schmiermittel nicht möglich. Mittels einer berührungsfreien Magnetlagerung lassen sich die Reibungsverluste bzw. die resultierende Verlustwärme vermeiden.

In dieser Arbeit wurde ein aktives Magnetlager mit radial und axial kombinierter Lagerung untersucht. Die Vormagnetisierung aller drei

Achsen wird mit ein- und demselben Permanentmagneten erzeugt. Der so erzeugte Fluss ist in allen Achsen homopolar. Dadurch können die rotationsbedingten Eisenverluste in der Welle im Vergleich zu einem heteropolaren Lager gering gehalten werden. Die Kombination aller drei Lagerachsen in einer Magnetlagereinheit erlaubt eine kompaktere Bauweise im Vergleich zu separat ausgeführten Radial- und Axiallagern.

Das in dieser Arbeit vorgestellte Magnetlagersystem soll einen Rotor stabilisieren, welcher durch eine PMSM Maschine angetrieben wird. Dazu ist eine genaue Positionserfassung des Rotors unabdingbar. Die hierfür ausgewählten Sensoren sind direkt in eine Leiterplatte integriert. Dies erlaubt einerseits eine sehr geringe Baugrösse und andererseits die Anordnung der Auswerteelektronik direkt auf den Sensorplatinen.

Mit Hilfe eines analytischen Ersatzschaltbildes des Magnetlagereisenkreises werden die Einflüsse verschiedener Parameter untersucht. Es wird gezeigt, dass die Kopplung der verschiedenen Achsen durch geeignete Wahl des Luftspaltes und des Magnetringes minimiert werden kann. Weiter zeigt sich, dass bei zu kleinen Luftspalten und zu kleiner Vormagnetisierung die Kraft–Strom–Relation des Magnetlagers stark nichtlinear wird.

Schliesslich wird das Antriebssystem mit der aktiven Magnetlagerung als Laborprüfstand aufgebaut und in Betrieb genommen. In ersten Versuchen konnte der Rotor bis auf Drehzahlen von 120'000 U/min beschleunigt und stabilisiert werden.

7.2 Ausblick

Im Zuge dieser Arbeit wurden einige Problemfelder nicht abschliessend behandelt oder sind ausgeklammert worden. Die unten aufgeführten Aspekte dienen als Anhaltspunkt und Anregung, welche Themenbereiche für weiterführende Forschungen denkbar wären:

Verlustanalyse Die Elimination der Reibungsverluste eines mechanischen Lagers mit Hilfe eines berührungsfreien Magnetlagers ist natürlich nicht ohne anderweitige Verluste zu haben. In diesem Zusam-

menhang sollte untersucht werden, welche Verluste die Lagerströme in den Wicklungen und der treibenden Elektronik verursachen. Auch die Eisenverluste durch die zusätzlichen magnetischen Felder im rotierenden System sollten einer vertieften Analyse unterzogen werden.

Rotordynamik Durch den Einsatz der Magnetlager wird die Baulänge des Rotor gezwungenermaßen erhöht. Die Rotorlänge ist bei hochdrehenden Systemen von besonderer Bedeutung. Je länger der Rotor im Vergleich zu seinem Durchmesser ist, desto tiefer liegen die kritischen Drehzahlen. Eine genaue Analyse der rotationsbedingten Verformung des Rotors ist wichtig, um die Regelung der Rotorposition entsprechend zu adaptieren. Eine genaue Kenntnis der Beeinflussbarkeit der kritischen Drehzahlen durch eine Änderung der Magnetlagersteifigkeiten ist Voraussetzung einer Verbesserung des Lagerverhaltens bei hohen Drehzahlen. Die Geometrie des Rotors mit den beiden Rotorplomben ist aus Sicht der Rotordynamik nicht besonders vorteilhaft. Die so geschaffenen Wellenübergangsstücke geringen Durchmessers sind prädestiniert einen Schwingungsknoten auszubilden. Bei passiver Lagerung des Rotors in axialer Richtung könnte auf die Verjüngung des Rotors verzichtet und das rotordynamische Verhalten verbessert werden.

Regelung Ist der Rotor nicht genau gewuchtet, fallen die geometrische Achse und die Trägheitsachse nicht zusammen. Dies führt dazu, dass das Magnetlager den Rotor dauernd in die geometrische Mittelellipse zu regeln versucht. Mit der Unterdrückung der Ausregelung dieser drehzahlsynchronen Auslenkung aus der geometrischen Mittelellipse könnten die Lagerströme deutlich minimiert werden. Weiter sollten andere Formen der Regelung wie beispielsweise nichtlineare Regler oder Zustandsregler auf ihre Anwendbarkeit untersucht werden.

Literaturverzeichnis

- [1] C. Zwyszig, “An Ultra-High-Speed Electrical Drive System,” Dissertation, Nr. 18172, ETH Zürich, 2008.
- [2] M. Rahman, A. Chiba, und T. Fukao, “Super High Speed Electrical Machines - Summary,” in *Proc. of the IEEE Power Engineering Society, General Meeting, 2004*, Vol. 2, S. 1272–1275, Jun. 2004.
- [3] J. Oyama, T. Higuchi, T. Abe, K. Shigematsu, X. Yang, und E. Matsuo, “A Trial Production of Small Size Ultra-High-Speed Drive System,” in *Proc. of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC’03, Madison, WI, USA.*, Vol. 1, S. 31–36, Jun. 2003.
- [4] D. Krähenbühl, “Bidirectional Interfacing of Compressed-Air and Electric Power Employing Ultra-High-Speed Drives and Turbomachinery,” Dissertation, Nr. 19097, ETH Zürich, 2010.
- [5] S. A. Jacobson und A. H. Epstein, “An Informal Survey of Power MEMS,” in *Proc. of the International Symposium on Micro-Mechanical Engineering*, Vol. 12, S. 513–519, Dez. 2003.
- [6] J. Schiffmann und D. Favrat, “Multi-Objective Optimisation of Herringbone Grooved Gas Bearings Supporting a High-Speed Rotor, Taking Into Account Rarefied Gas and Real Gas Effects,” S. 857–865. ASME, 2006.
- [7] F. Moon und P. Chang, “High-Speed Rotation of Magnets on High T_c Superconducting Bearings,” *Applied Physics Letters*, Vol. 56, Nr. 4, S. 397–399, 1990.

- [8] S. Earnshaw, "On the Nature of the Molecular Forces which Regulate the Constitution of the Luminiferous Ether," *Trans. Camb. Phil. Soc.*, Vol. 7, S. 97–112, 1842.
- [9] W. Braunbek, "Freischwebende Körper im Elektrischen und Magnetischen Feld," *Zeitschrift für Physik*, Vol. 12, S. 753–763, 1939.
- [10] W. Braunbek, "Freies Schweben Diamagnetischer Körper im Magnetfeld," *Zeitschrift für Physik*, Vol. 12, S. 764–769, 1939.
- [11] H. Kemper, "Schwebbahn mit räderlosen Fahrzeugen, die an eisernen Fahrschienen mittels magnetischer Felder schwebend entlang geführt werden," Deutsches Reich (Reichspatentamt), Patent 643 316, 1934.
- [12] Shanghai Maglev Transportation Development Co., Ltd.
Online: <http://www.smtdc.com>.
- [13] J. W. Beams, "High Rotational Speeds," *Journal of Applied Physics*, Vol. 8, Nr. 12, S. 795–806, 1937.
- [14] F. T. Holmes, "Axial Magnetic Suspensions," *Review of Scientific Instruments*, Vol. 8, Nr. 11, S. 444–447, 1937.
- [15] J. W. Beams, J. L. Young, und J. W. Moore, "The Production of High Centrifugal Fields," *Journal of Applied Physics*, Vol. 17, Nr. 11, S. 886–890, Nov. 1946.
- [16] C. H. Henrikson, J. Lyman, und P. A. Studer, "Magnetically Suspended Momentum Wheels for Spacecraft Stabilization," in *Proc. of the 12th Aerospace Sciences Meeting, Washington, D.C.* American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA), 1974.
- [17] E. Lee, J.-H. Yu, und T. Wilson, "High-Temperature Superconductor-Magnet Momentum Wheel for Micro Satellite," in *Proc. of the IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, USA*, Vol. 5, S. 2463–2468, 2001.
- [18] Société de Mécanique Magnétique (S2M), St. Marcel, Frankreich.
Online: <http://www.s2m.fr>.

- [19] M. Brunet, “Practical Applications of the Active Magnetic Bearings to the Industrial World,” in *Magnetic Bearings : Proceedings of the First International Symposium*, G. Schweitzer, Hrsg., S. 225–244. Berlin/Heidelberg: Springer-Verlag, 1989.
- [20] Levitronix GmbH, Zürich, Schweiz.
Online: <http://www.levitronix.com>.
- [21] Mecos Traxler AG, Winterthur, Schweiz.
Online: <http://www.mecos.com>.
- [22] F. Worlitz. (1999) Aktive Magnetlager und ihre Anwendungen.
Online: <http://www.cms.hs-zigr.de/IPM>.
- [23] S. Gray, B. Baxter, und G. Jones, “Magnetic Bearings can increase Availability, reduce O&M Costs,” *Power Engineering*, Vol. 94, Nr. 1, S. 26–29, Jan. 1990.
- [24] M. Siebert, B. Ebihara, R. Jansen, R. L. Fusaro, W. Morales, A. Kaschak, und A. Kenny, “A Passive Magnetic Bearing Flywheel,” National Aeronautics and Space Administration (NASA), John H. Glenn Research Center, Cleveland, Ohio, Tech. Rep., 2002.
- [25] M. Pichot, J. Kajs, B. Murphy, A. Ouroua, B. Rech, R. Hayes, J. Benno, G. Buckner, und A. Palazzolo, “Active Magnetic Bearings for Energy Storage Systems for Combat Vehicles,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 37, Nr. 1, S. 318–323, Jan. 2001.
- [26] A. Filatov und E. Maslen, “Passive Magnetic Bearing for Flywheel Energy Storage Systems,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 37, Nr. 6, S. 3913–3924, Nov. 2001.
- [27] Glenn Research Center, NASA, Cleveland, Ohio, USA.
Online: <http://www.grc.nasa.gov>.
- [28] T. Schneeberger, “Integriertes magnetisches Lagerungs- und Antriebssystem für Halbleiterwafer,” Dissertation, Nr. 18178, ETH Zürich, 2008.
- [29] Pfeiffer Vacuum GmbH, Asslar, Deutschland.
Online: <http://www.pfeiffer-vacuum.de>.

- [30] G. Schweitzer, A. Traxler, und H. Bleuler, *Magnetlager: Grundlagen, Eigenschaften und Anwendungen berührungsfreier, elektromagnetischer Lager*. Berlin/Heidelberg, Deutschland: Springer-Verlag, 1993.
- [31] C. K. Sortore, P. E. Allaire, E. H. Maslen, R. R. Humphris, und P. A. Studer, "Permanent Magnet Biased Magnetic Bearings - Design, Construction and Testing," in *Proc. of the 2nd International Symposium on Magnetic Bearings, ISMB2, Tokyo, Japan*, S. 175–182, 12.-14. Jul. 1990.
- [32] N. Mohan, T. M. Undeland, und W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, 2nd Ed. New York, USA: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [33] o.V., *Ferrites and Accessories: Data Book 2007*. Deutschland: Epcos AG, 2006.
- [34] C. P. Steinmetz, "On the Law of Hysteresis," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Vol. 9, Nr. 1, S. 1–64, Jan. 1892.
- [35] F. Matsumura und K. Hatake, "Relation between Magnetic Pole Arrangement and Magnetic Loss in Magnetic Bearing," in *Proc. of the 3rd International Symposium on Magnetic Bearings, ISMB3, Alexandria, VA, USA*, P. E. Allaire, Hrsg., S. 274–283, 29.-31. Jul. 1992.
- [36] M. Mack, "Luftreibungsverluste bei Elektrischen Maschinen kleiner Baugröße," Dissertation, Universität Stuttgart, Stuttgart, Deutschland, 1967.
- [37] P. Bühler, "Hochintegrierte Magnetlagersysteme," Dissertation, Nr. 11287, ETH Zürich, 1995.
- [38] F. Betschon, "Design Principles of Integrated Magnetic Bearings," Dissertation, Nr. 13643, ETH Zürich, 2000.
- [39] P. T. McMullen, "Magnetic Bearing providing Radial and Axial Load Support for a Shaft," United States, Patent 5 514 924, 1996.
- [40] J. Boehm, R. Gerber, und N. Kiley, "Sensors for Magnetic Bearings," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 29, Nr. 6, S. 2962–2964, Nov. 1993.

- [41] o.V., “Zerspankraftmessung,” Kistler Gruppe, Tech. Rep.
- [42] P. Profos und T. Pfeifer, *Handbuch der industriellen Messtechnik*, 6th Ed. München/Wien: R. Oldenbourg Verlag, 1994.
- [43] Y. Yating, D. Pingan, und W. Zhenwei, “Study on the Electromagnetic Properties of Eddy Current Sensor,” in *Proc. of the IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, Vol. 4, S. 1970–1975, Jul. 2005.
- [44] R. Larsonneur und P. Bühler, “New Radial Sensor for Active Magnetic Bearings,” in *Proceedings of the 9th International Symposium on Magnetic Bearings, ISMB9, Lexington, KY, USA*, 3.-6. Aug. 2004.
- [45] A. Müsing, C. Zingerli, P. Imoberdorf, und J. W. Kolar, “PEEC–Based Numerical Optimization of Compact Radial Position Sensors for Active Magnetic Bearings,” in *Proc. of the 5th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, CIPS’08, Nürnberg, Deutschland*, S. 1–5, 11.-13. Mär. 2008.
- [46] C. Zingerli, P. Imoberdorf, J. W. Kolar, und T. Nussbaumer, “Rotor Position Measurement for a Magnetically Levitated 500’000 rpm Permanent Magnet Machine,” in *Proc. of the 3rd IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE’11, Phoenix, AZ, USA*, S. 1778–1784, 17.-22. Sep. 2011.
- [47] BASF AG, Ludwigshafen, Deutschland.
Online: <http://www.basf.com>.
- [48] Zollern GmbH & Co. KG, Sigmaringen, Deutschland.
Online: <http://www.zollern.de>.
- [49] Metglas Inc., Conway, USA.
Online: <http://www.metglas.com>.
- [50] Arnold Magnetic Technologies, Lupfig, Schweiz.
Online: <http://www.arnoldmagnetics.com>.
- [51] Bibus Metals AG, Fehraltendorf, Schweiz.
Online: <http://www.bmag.bibus.ch>.
- [52] Vacuumschmelze GmbH & Co. KG, Hanau, Deutschland.
Online: <http://www.vacuumschmelze.com>.

- [53] ANSYS Inc. (Ansoft Corp.). Maxwell-3D. Canonsburg, PA, USA. Online: <http://www.ansoft.com/products/em/maxwell>.
- [54] P. Karutz, “Magnetically Levitated 2-Level Slice Motor for Application in High Purity Process Environments,” Dissertation, Nr. 18809, ETH Zürich, 2010.
- [55] E. Logcais, J.-P. Yonnet, J.-L. Coulomb, G. Meunier, und S. Giotosusastro, “Comparison between 3D, 2D Finite Element Methods and Analytical Calculations for Electromagnetic Problems,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 24, Nr. 1, S. 66–69, Jan. 1988.
- [56] A. Oswald und H. Herzog, “Investigation of the Usability of 2D- and 3D-FEM for a Hybrid Stepper Motor,” in *Proc. of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC’09, Miami, FL, USA*, S. 535–542, Mai 2009.
- [57] J. Li, D. Choi, und Y. Cho, “Analysis of Rotor Eccentricity in Switched Reluctance Motor with Parallel Winding using FEM,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, Nr. 6, S. 2851–2854, Jun. 2009.
- [58] R. Prieto, J. Cobos, O. Garcia, P. Alou, und J. Uceda, “Model of Integrated Magnetics by Means of ‘Double 2D’ Finite Element Analysis Techniques,” in *Proc. of the 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC’99, Charleston, SC, USA*, Vol. 1, S. 598–603, Aug. 1999.
- [59] H.-B. Lim und J.-H. Lee, “The Evaluation of Online Observer System of Synchronous Reluctance Motor using a Coupled Transient FEM and Preisach Model,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 44, Nr. 11, S. 4139–4142, Nov. 2008.
- [60] D. Miyagi, N. Maeda, Y. Ozeki, K. Miki, und N. Takahashi, “Estimation of Iron Loss in Motor Core with Shrink Fitting using FEM Analysis,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, Nr. 3, S. 1704–1707, Mär. 2009.
- [61] J. Wang, D. Howe, und G. W. Jewell, “Analysis and Design Optimization of an Improved Axially Magnetized Tubular Permanent-Magnet Machine,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 19, Nr. 2, S. 289 – 295, Jun. 2004.

- [62] G. F. Franklin, J. D. Powell, und A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, 5th Ed. New Jersey, USA: Pearson, Prentice-Hall, 2006.
- [63] H. Gassmann, *Regelungstechnik: Ein Praxisorientiertes Lehrbuch*. Frankfurt a.M., Deutschland: Verlag Harri Deutsch, 2001.
- [64] The MathWorks, Inc. Matlab/Simulink. Natick, MA, USA.
Online: <http://www.mathworks.com/products/simulink>.
- [65] P. Karutz, T. Nussbaumer, W. Gruber, und J. W. Kolar, “Novel Magnetically Levitated Two-Level Motor,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 13, Nr. 6, S. 658–668, Dez. 2008.

Publikationen

Im Rahmen dieser Dissertation wurden folgende Arbeiten veröffentlicht:

- P. Imoberdorf, C. Zwyssig, S. D. Round, und J. W. Kolar, “Combined Radial–Axial Magnetic Bearing for a 1 kW, 500,000 rpm Permanent Magnet Machine,” in *Proc. of the 22nd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC’07, Anaheim, CA, USA*, S. 1434–1440, 25. Feb. - 1. Mär. 2007.
- A. Müsing, C. Zingerli, P. Imoberdorf und J. W. Kolar, “PEEC–Based Numerical Optimization of Compact Radial Position Sensors for Active Magnetic Bearings,” in *Proc. of the 5th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, CIPS’08, Nürnberg, Deutschland*, S. 1–5, 11.-13. Mär. 2008.
- P. Imoberdorf, T. Nussbaumer und J. W. Kolar, “Analysis of a Combined Radial–Axial Magnetic Bearing for a High–Speed Drive System,” in *Proc. of the 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, PEMD’10, Brighton, UK*, S. 1–6, 19.-21. Apr. 2010.
- P. Imoberdorf, T. Nussbaumer und J. W. Kolar, “Analytical Model of Current–Force Characteristics of a Combined Radial–Axial Magnetic Bearing,” in *Proc. of the 12th International Symposium on Magnetic Bearings, ISMB12, Wuhan, China*, 22.-25. Aug. 2010.
- C. Zingerli, P. Imoberdorf, J. W. Kolar und T. Nussbaumer, “Rotor Position Measurement for a Magnetically Levitated 500’000 rpm Permanent Magnet Machine,” in *Proc. of the 3rd IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE’11, Phoenix, AZ, USA*, S. 1778–1784, 17.-22. Sep. 2011.

Studienarbeiten

An der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik wurden im Rahmen dieser Dissertation folgende, nicht veröffentlichte Studienarbeiten durchgeführt:

- D. Breu, C. Conte, “Entwicklung und Realisierung der Elektronik zur Regelung des Magnetlagers eines High-Speed-Rotors,” *Semesterarbeit LEM0646*, Wintersemester 2006/07.
- F. Betschart, “Analyse von Sensorsystemen zur Positionsbestimmung eines High-Speed Rotors,” *Semesterarbeit LEM0647*, Wintersemester 2006/07.
- F. Althaus, “Implementierung der Regelung und Inbetriebnahme eines Magnetlagers für einen Antrieb mit 500'000 U/min,” *Semesterarbeit LEM0715*, Sommersemester 2007.
- C. Zingerli, “Entwicklung der Positionssensorik und -regelung für das Magnetlager eines ultrahochdrehenden Antriebs,” *Semesterarbeit LEM0726*, Herbstsemester 2007.
- M. Marghitola, “Visualisierungs- und Steuerungssoftware für ein magnetisches Lager,” *Diplomarbeit LEM0810*, Frühlingsemester 2008.
- T. Reichert, “Magnetlager für einen Mega-Speed Antrieb: Rotordynamische Simulationen und Inbetriebnahme,” *Masterarbeit LEM0815*, Frühlingsemester 2008.
- D. Koller, L. Steinmann, “Entwicklung einer kompakten Sensorelektronik für das Magnetlagersystem eines ultra-high-speed Motors,” *Semesterarbeit LEM1021*, Frühlingsemester 2010.

Abbildungsverzeichnis

1.1	Übersicht über verschiedene Anwendungsgebiete von hochdrehenden Antriebssystemen und Magnetlagern.	19
1.2	Klassifikation verschiedener Lagerarten.	20
2.1	Transrapid Shanghai.	24
2.2	Versuchsaufbau von Beams.	25
2.3	Vergleich verschiedener Lagerarten.	29
2.4	Schwungrad der NASA.	30
2.5	Magnetgelagerte Blutpumpe.	32
2.6	Magnetgelagerte Turbopumpe.	33
2.7	Hauptkomponenten eines Magnetlagers.	35
2.8	Kennlinie Permanentmagnet.	36
2.9	Magnetischer Kreis mit Permanentmagnet oder Elektromagnet.	37
2.10	Magnetischer Kreis mit Elektromagnet und einem Block aus fiktivem Material.	38
2.11	Magnetischer Kreis zur einfachen Krafttherleitung.	41
2.12	Quadratische Stromabhängigkeit und Vorteil von höherem Arbeitspunkt.	42
2.13	Differentielle Anordnung zweier Elektromagnete.	43
2.14	Vorteile einer differentiellen Anordnung mit Vormagnetisierung.	45
2.15	Magnetgrößenvergleich zwischen Elektromagnet und Permanentmagnet.	46
2.16	Hysteresekurve eines ferromagnetischen Materials.	48
2.17	Homopolare und Heteropolare Magnetlager.	50

3.1	Aufgeschnittene Ansicht des Antriebssystems mit Magnetlagern.	54
3.2	Elektromotor für den Antrieb mit Luftspaltwicklung.	55
3.3	Querschnitt des permanentmagneterregten Antriebs.	56
3.4	Magnetisch gelagerter Rotor mit separaten Magnetlagern. . . .	57
3.5	Überlagerung des magnetischen Flusses des Permanentmagnet- tringes und der Kontrollflüsse.	59
3.6	Überlagerung der Vormagnetisierung mit den Kontrollflüssen. .	60
3.7	Begriffe zur Beschreibung einer Sensorik.	62
3.8	Induktiver und Wirbelstromsensor zur Positionsmessung. . . .	63
3.9	Optische Positionsmessung.	65
3.10	Hardwarekonzept der Positionssensorik.	66
3.11	Messprinzip der axialen Positionssensorik.	67
3.12	Funktionsweise des radialen Positionssensors.	68
3.13	Flussbilder zweier Kreisringpulen zur Verdeutlichung der Funk- tionsweise der Radialsensoren.	69
3.14	Ersatzschaltbild des radialen Positionssensors.	70
3.15	Verschiedene Layouts für Erreger- und Sensorwicklung des ra- dialen Positionssensors.	71
3.16	Parasitäre Elemente durch Verkabelung des Radialsensors. . . .	73
3.17	Funktionsweise (Blockschaltbild) der radialen Positionssensorik.	74
3.18	Realisierte Sensorplatinen und Messung der beiden Radialposi- tionen.	75
4.1	Einfacher Magnetkreis mit Ersatzschaltbild.	80
4.2	Ersatzschaltbild des radial und axial kombinierten Magnetlagers.	81
4.3	Vergleich der Kraft–Strom–Relation berechnet mit dem analyti- schen Modell und mit Hilfe einer 3D–FEM Simulation.	83
4.4	Magnetische Flussdichten durch eine Bestromung einer radialen Lagerwicklung.	85
4.5	Magnetische Flussdichten durch eine Bestromung der axialen Lagerwicklung.	86
4.6	Kraft–Strom–Relation für das Axiallager.	87
4.7	Vereinfachtes Ersatzschaltbild der Radialachsen.	88
4.8	Einfluss der Durchflutung der y -Achse auf die Kraft in x -Richtung.	91

4.9	Qualitative Veranschaulichung der Flussaufteilung für einen ausgelenkten Rotor.	92
4.10	Kraft–Strom–Relation für einen zentrierten und einen ausgelenkten Rotor.	93
4.11	Einfluss von Auslenkung und Luftspaltgrösse auf die radiale Kopplung.	94
4.12	Einfluss der Reluktanzgrösse des Permanentmagnetringes auf die axial–radiale Kopplung.	96
4.13	Vereinfachtes Ersatzschaltbild der Radialachsen inklusive dem Permanentmagnetring und der Axialachse.	97
4.14	Effekt auf die Linearität der Kraft–Strom–Relation durch Variation der Magnet- bzw. Luftspaltgrösse.	99
4.15	Kraft–Strom–Relation für einen zentrierten und einen ausgelenkten Rotor.	100
5.1	Blockschaltbild einer Lagerspule.	104
5.2	Blockschaltbild der Magnetlagerstrecke.	106
5.3	Blockschaltbild des PID–Reglers.	107
5.4	Bodediagramm sowie Pol- und Nullstellen der Magnetlagerstrecke mit einem PID–Regler.	109
5.5	Blockschaltbild der Positionsregelung.	110
5.6	Extraktion der Kraft-Strom Konstante aus dem analytischen Modell.	112
5.7	Implementierung des Regelmodelles in Matlab–Simulink mit einer dazugehörigen Benutzeroberfläche.	113
5.8	Einfluss von $k_{i,x}$ auf die PID–Parameter.	114
5.9	Sprungantworten des Positionsreglers mit verschiedenen Regelparametern.	115
6.1	Schematische Übersicht des Versuchsaufbaus.	118
6.2	Aufbau des Rotors.	119
6.3	Aufbau der Lagerwicklungen.	120
6.4	Aufbau des Antriebssystems.	122
6.5	Messaufbau mit Messuhr zur Bestimmung der effektiven Auslenkung.	123
6.6	Messaufbau mit Federwaagen zur Bestimmung der Kraft–Strom Konstanten.	124

6.7	Sprungantwort der Lagerströme.	126
6.8	Einfluss eines Positionssprungs auf die Positionsmessungen. . .	127
6.9	Lagerströme bei einem radialen bzw. axialen Positionssprung. .	128
6.10	Auslaufversuch mit einer Anfangsgeschwindigkeit von 40'000 U/min.	129
6.11	Lagerströme und Klemmenspannung des Motors bei einer Drehzahl von 120'000 U/min.	129

Tabellenverzeichnis

2.1	Vor- und Nachteile von Magnetlagern.	27
2.2	Analogie zwischen elektrischen und magnetischen Kreisen. . . .	40
3.1	Vergleich verschiedener Layouts der Wicklungen des radialen Positionssensors.	72
4.1	Permeabilitätszahlen der verwendeten Materialien.	78
4.2	Magnetische Durchflutungen und Reluktanzwerte der wichtigsten Pfadabschnitte.	79
4.3	Kenndaten der verwendeten Materialien.	82
4.4	Flussdichtenwerte aus analytischem Modell.	84
4.5	Geometrische Grössen des Magnetlagers.	101
6.1	Parameter der Lagerwicklungen.	121
6.2	Vergleich zwischen den berechneten und den gemessenen Lagerparametern.	125
6.3	Geometrische Grössen des Magnetlagersystems.	130

Lebenslauf

Personalien

Name: Imoberdorf
Vorname: Philipp
Geburtsdatum: 21. September 1981
Heimatort: Brig, Münster, Ulrichen (VS)
Eltern: Josephine und Anton Imoberdorf-Eyer

Ausbildung und Studium

1988 – 1996 Primar- und Sekundarschule in Naters, VS
1996 – 2001 Kollegium Spiritus Sanctus Brig, Matura Typus C
2001 – 2006 Studium der Elektrotechnik an der Eidgenössischen
Technischen Hochschule in Lausanne, EPFL
- Erasmusjahr in Stockholm, KTH
- Diplomarbeit, ABB Corporate Research Center

Doktorat

2006 – 2011 Wissenschaftlicher Mitarbeiter und Assistent an der
Professur für Leistungselektronik und Messtechnik
der ETH Zürich bei Prof. Dr. J. W. Kolar

