

Diss. ETH Nr. 15092

Regelungskonzepte magnetisch gelagerter Scheibenmotoren

ABHANDLUNG

Zur Erlangung des Titels

DOKTOR DER TECHNISCHEN WISSENSCHAFTEN

der

EIDGENÖSSISCHEN TECHNISCHEN HOCHSCHULE ZÜRICH

vorgelegt von

CHRISTIAN HÜTTNER

Dipl.-Ing.

Johannes Kepler Universität Linz, Österreich

geboren am 11. April 1975

österreichischer Staatsbürger

Angenommen auf Antrag von:

Prof. Dr. J. Hugel, Referent

Prof. Dr. F. Allgöwer, Korreferent

2003

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Professur für Elektrotechnische Entwicklungen und Konstruktionen (EEK) an der *Eidgenössischen Technischen Hochschule Zürich (ETH)*.

Meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr. J. Hugel danke ich für das entgegengebrachte Vertrauen, die Unterstützung und speziell für die Schaffung und Stabilisierung des angenehmen Arbeitsumfeldes. Herrn Prof. Dr. F. Allgöwer bin ich sehr dankbar für die freundliche Übernahme des Korreferates.

Meine Dissertation entstand im Rahmen einer Zusammenarbeit mit der Firma *Levitronix GmbH*, womit ich speziell Herrn Dr. R. Schöb für sein Interesse und die wertvolle Unterstützung dankbar bin.

Besonderer Dank gilt auch allen Kollegen an der *ETH Zürich* und der Firma *Levitronix GmbH* für die freundschaftliche und produktive Zusammenarbeit und wertvolle Unterstützung sowie die stete Bereitschaft zu Diskussionen. Weiters möchte ich den Studenten danken, die im Rahmen ihrer Semester- und Diplomarbeiten zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Meinen Eltern möchte ich für die Schaffung des Umfeldes und die Unterstützung meiner Ausbildung danken. Im Besonderen möchte ich meiner Freundin Evelyn für ihr Verständnis sowie die orthographischen Korrekturen danken.

April 2003

Christian Hüttner

Vorwort

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	xi
Abstract	xiii
Symbolverzeichnis	xv
Schreibweisen	xv
Indizes	xv
Symbole	xvi
Abkürzungen	xix
1 Einleitung	1
1.1 Stand der Technik	1
1.2 Der lagerlose Scheibenmotor	2
1.2.1 Die lagerlose Blutpumpe	3
1.3 Zielsetzung der Arbeit	5
1.4 Aufbau der Arbeit	6
2 Modellbildung	9
2.1 Passive/Aktive Magnetlagerung?	9
2.1.1 Polpaarzahl	11

Inhaltsverzeichnis

2.2	Vom Motor zur Pumpe	12
2.3	Magnetische Zugkräfte	14
2.3.1	Kraftbildung	14
2.3.2	Rotorexzentrizität	16
2.4	Weitere Nichtlinearitäten in Magnetlagern	22
2.4.1	Nichtlinearer Zusammenhang zwischen Kraft, Strom und Verschiebung	24
2.4.2	Stellgrößenbeschränkung	27
2.4.3	Sättigungseinfluss	27
2.4.4	Induktivität	29
2.4.5	Totzeiten / Diskretisierung	29
2.4.6	Winkelabhängigkeit der Sensorik	30
2.4.7	Diskussion	30
2.5	Identifikation von Magnetlagern	31
2.5.1	Messung am Prototyp J3.3	32
2.5.2	Identifikation der Blutpumpe	33
2.6	Mathematisches Mehrgrößenmodell	34
2.6.1	Modell für Spannungseinprägung	36
2.7	Analyse des Lagers	40
3	Digitale Regelung	45
3.1	Konzepte	45
3.1.1	PID-Regelung	46
3.1.2	Entkopplung - Kompensation	47
3.2	Lineare Zustandsregelung	49
3.2.1	Geregelte Steifigkeit	51
3.2.2	Beobachter	52

3.2.3	Integrator	54
3.3	Nichtlineare Konzepte	56
3.4	Exakte Linearisierung	58
3.4.1	Rückkopplung	60
3.4.2	Ermittlung der Parameter	63
3.4.3	Feldorientierung - Koordinatensysteme	65
3.5	Analyse	67
3.5.1	Praktische Aspekte	67
3.5.2	Streckenanalyse	68
3.5.3	Robustheit des geschlossenen Kreises	70
4	Regelung: Resultate	73
4.1	Versuchsaufbau	73
4.2	Referenzbetrieb	75
4.2.1	Vergleich: PID- zu Zustandsregelung	75
4.2.2	Simulation	77
4.2.3	Störverhalten	78
4.2.4	Führungsverhalten	82
4.2.5	Betriebsverhalten	83
4.2.6	Linearität	84
4.3	Übertragungsverhalten	88
4.3.1	Modell	88
4.3.2	Verhalten in Luft...	89
4.3.3	...und Verhalten in Wasser - ein Vergleich	94
4.4	Diskussion der Messresultate für die Regelung	98
5	Kompensation harmonischer Signale	101
5.1	Allgemeines	102

Inhaltsverzeichnis

5.2	Grundlagen	103
5.2.1	Klassifizierung	103
5.2.2	Unwucht	104
5.2.3	Notchfilter	105
5.3	Adaptive Vibrationskompensation	105
5.3.1	Theorie	105
5.3.2	Algorithmus	108
5.4	Drehzahlsynchrone Signale	109
5.4.1	Messung der Übertragungsfunktion	109
5.4.2	Einfluss der Regelung	111
5.5	Vereinfachte Kompensationsmatrix	113
5.5.1	Reduktion der Matrizenzahl	113
5.5.2	Matrix für das nichtlineare System	115
5.5.3	Einfluss der Phase	116
5.5.4	Vibrationskompensation ohne Matrix	117
5.6	Kontrolle der Approximation	121
5.6.1	Stabilität	122
5.7	Erweiterung für höhere Harmonische	123
5.7.1	Quelle der Harmonischen	123
5.7.2	Wahl der Frequenzen	124
5.7.3	Kompensationsstruktur	125
6	Resultate zur Kompensation harmonischer Signale	129
6.1	Notwendigkeit der Kompensation	129
6.2	Praktische Anwendungen	130
6.2.1	Universalität	130
6.2.2	Robustheit, Vibrationsreduktion	130

6.3	Prototypen	131
6.4	Praktischer Messaufbau	132
6.5	Elimination periodischer Signale	133
6.5.1	Wahl des zu reduzierenden Signals	133
6.6	Betriebsverhalten	135
6.6.1	Linearer Regler - Linearisierung	135
6.6.2	Parametrische Darstellungen	136
6.7	Leistungsbilanz	138
6.8	Spektrale Analyse	144
6.8.1	Langzeitverhalten	147
6.9	Betrieb mit nichtlinearer Regelung	150
6.9.1	Linearer Algorithmus / nichtlineare Strecke	150
6.9.2	Linearer Algorithmus und Strecke	150
6.9.3	Verhalten bei variierender Drehzahl	152
6.10	Adaptive Kompensation	153
6.10.1	Verhalten am Doppelprozessorsystem	153
6.10.2	Daten der Testpumpen	156
7	Zusammenfassung und Ausblick	159
7.1	Zusammenfassung und Ergebnisse	159
7.2	Ausblick	161
	Literaturverzeichnis	163
	Publikationen	171
	Lebenslauf	173

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung

Lagerlose Scheibenmotoren bieten sämtliche Vorteile von Magnetlagern jedoch bei deutlich geringerer Komplexität. Drei Freiheitsgrade werden dabei passiv stabilisiert, wodurch sich konstruktive Freiheiten und damit neue Anwendungen ergeben. Diese umfassen hermetische Fördersysteme, wobei sich die kommerziellen Anwendungen derzeit auf die Bereiche Halbleiterindustrie und Medizintechnik beschränken.

Aufbauend auf frühere Arbeiten wird in dieser Arbeit das regelungstechnische Optimierungspotential der lagerlosen Scheibenmotoren ohne konstruktive Veränderungen analysiert. Die Erkenntnisse gelten grundsätzlich allgemein für alle Baugrößen (derzeit vier Größen) des gleichen Typs lagerloser Scheibenmotoren. Da die Optimierung vorwiegend den Leistungsverbrauch betrifft und dieser besonders bei implantierbaren Blutpumpen entscheidend ist, konzentriert sich die Arbeit auf diese Anwendung.

Die in Entwicklung befindlichen Herzunterstützungspumpen der dritten Generation sind magnetgelagert und werden vollständig, also inklusive fehlerreduzierender Elektronik und Versorgung, implantiert, weshalb der Energieverbrauch minimiert werden muss. Die in der Arbeit ausführlich modellierte Nichtlinearität des Lagers von permanentmagneterregten lagerlosen Scheibenmotoren mit Polpaarzahl $p = 1$ stellt die Grundlage der nichtlinearen Regelung dar. Die Magnetlagersteifigkeit schwankt winkelabhängig um den Faktor „2“ bis „3“, gleichzeitig entstehende Kopplungskräfte erfordern eine Mehrgrößenbetrachtung.

Die verwendete exakte Ein- Ausgangslinearisierung linearisiert und entkoppelt die Achsen, liefert gute Ergebnisse und bietet Potential für

Kurzfassung

weitere Anwendungen, beispielsweise im Bereich hoher Drehzahlen, da hier näher an die Systemgrenzen gegangen werden kann. Der Regler kann ohne Verlust des physikalischen Bezuges als standardisierter LQ-Regler dimensioniert und für das nichtlineare Lager angewandt werden.

Ein weiteres grosses Optimierungspotential bestand in der Kompensation harmonischer Signale, welche im zweiten Teil der Arbeit beschrieben ist. Im Unterschied zu traditionellen Magnetlageranwendungen, wo nur die Grundschiwingung, d.h. die Unwucht, von Bedeutung ist, ist es bei den Scheibenmotoren sinnvoll, mehrere Harmonische gleichzeitig zu kompensieren. Das Standardverfahren der Vibrationskompensation wurde anwendungsspezifisch adaptiert, vereinfacht und auf mehrere Signale erweitert. Es ist robust ausgelegt, sodass auch bei linearer Regelung Konvergenz gewährleistet ist. Die Anwendung der Algorithmen auf das fehlerreduzierende Doppelprozesssystem der Blutpumpe erfordert weitere Überlegungen.

Die Kombination einer exakten Linearisierung des Mehrgrössensystems mit der Kompensation harmonischer Signale führt zu einer deutlichen Reduktion des Leistungsverbrauches gepaart mit einem verbesserten Betriebs- und Störverhalten und erweitert somit den Einsatzbereich der lagerlosen Scheibenmotoren.

Abstract

Bearingless Slice Motors encounter all advantages of magnetic bearings. However, they show a reduced complexity. Three degrees of freedom are passively stabilized which offers a high design flexibility and therefore enables new applications. These encompass all hermetically sealed pump systems. Current commercial applications focus on the semiconductor industry and on medical applications.

Based on former works the optimization potential on the control part without any design modification is analyzed in this investigation. The achieved results are generally applicable for all sizes (currently four) of the same type of Bearingless Slice Motor. Since the optimization mainly focuses on power consumption, which is especially important for implantable blood pumps, the presented work concentrates on this application.

Third generation heart assist devices, which are currently in development status, comprising magnetic bearings are entirely implanted, including fault tolerant electronics and power supply. Therefore the energy consumption ought to be brought to a minimum. The nonlinearity of the bearing, which is unique for bearingless slice motors with a permanent magnetic rotor of one polepair, is modelled in detail in this work and implies the base for nonlinear control. The natural stiffness of the magnetic bearing varies angularly dependently by a factor of „2” to „3”. The concurrently arising coupling forces require a multivariable system approach.

The applied exact input-output linearization linearizes and decouples the axes, yields good results and offers the potential for further applications, for instance in the higher speed range, since system

Abstract

boundaries can be approached closer now. The feedback controller can be designed as a standard LQ-controller without losing the physical relation to the application and then be extended and applied to the nonlinear bearing.

Another considerable optimization potential contains the compensation of harmonic signals, which is described in the second part of the work. In contrast to traditional magnetic bearing applications, where only the fundamental mode, the imbalance, is of interest, it is reasonable to consider and compensate several harmonics simultaneously in slice motors. The standard compensation procedure has been specifically adapted to this application, simplified and extended onto several signals. It is designed robustly enough, that it converges securely on the nonlinear system with linear control. The application of the algorithms on the fault tolerant double-processor system for the blood pump demands further consideration.

The combination of the exact linearization of the multivariable system with the compensation of harmonic signals yields a considerable reduction in power consumption. This comes along with an improved operational performance and disturbance behaviour and therefore extends the application area of the investigated Bearingless Slice Motors.

Symbolverzeichnis

Vektoren und Matrizen werden **fett** dargestellt. Soweit sinnvoll möglich wurden bezogene (normierte) Grössen verwendet, wobei auf das jeweilige am System mögliche Maximum normiert wurde. Die maximale Position korrespondiert somit *nicht* mit dem maximalen Strom.

Schreibweisen

\dot{a}	zeitliche Ableitung
\ddot{a}	zweifache zeitliche Ableitung
$\mathbf{I}_3, \mathbf{0}_2$	3x3 Einheitsmatrix, 2x2 Nullmatrix

Indizes

0	Arbeitspunktgrösse
1, 2, ...	laufende Nummer, Dimension
<i>PM</i>	Permanentmagnet
<i>ref</i>	Referenzgrösse
<i>stör</i>	Störgrösse
<i>x, y, d, q, ...</i>	Komponente in Richtung Koordinatenachse
<i>r</i>	Radialkomponente
<i>err</i>	Fehler
<i>hyd</i>	hydraulisch
<i>k</i>	diskreter Index, k-te Aktualisierung
<i>max, min</i>	Maximum, Minimum
<i>nom, opt</i>	nominal, optimal

Symbolverzeichnis

m	bezüglich Moment
ω	bezüglich Frequenz

Symbole - latein

a	Koeffizient
A	Fläche
\mathbf{A}	Systemmatrix
\mathbf{A}_ω	Kompensationsmatrix
B_{n1}, B_{t1}	magnetische Induktion (Normal- / Tangentialkomponente), (Medium 1)
\mathbf{B}	Systemmatrix
c_i	Kopplungsparameter zu k_i (dimensionslos)
c_s	Kopplungsparameter zu k_s (dimensionslos)
c_{RL}	geregelte Steifigkeit des Magnetlagers
c_v	Variation der geregelten Steifigkeit
\mathbf{C}_2	Kopplungsmatrix Position
\mathbf{C}'	weitere Kopplungsmatrix Position
\mathbf{C}_i	Kopplungsmatrix Strom
\mathbf{C}_s	Kopplungsmatrix Position
\mathbf{C}^*	Systemmatrix
d	Vektorkomponente des elektrischen Systems
d_{RL}	Magnetlagerdämpfung
$\mathbf{D}(\gamma)$	Rotationsmatrix statorfestes in rotorfestes Koordinatensystem
\mathbf{D}	Systemmatrix
e	exzentrische Verlagerung
\mathbf{E}_A	Fehlermatrix
F	Kraft
F_R	resultierende Kraft
\mathbf{F}_m	Magnetkraft im Magnetlager
\mathbf{F}_l	Last auf den Rotor
$G(s)$	Übertragungsfunktion
G_{cl}	Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises
G_{ol}	Übertragungsfunktion des offenen Kreises
$H_{(n,t)(1)}$	magnetische Feldstärke (Normal- / Tangentialkomponente), (Medium 1)

i_{ref}	Referenzstrom
\mathbf{i}	Stromvektor im feldorientierten Koordinatensystem (Inkrementalgrösse)
$\tilde{\mathbf{i}}$	absoluter Stromvektor
$\bar{\mathbf{i}}$	Stromvektor in Ruhelage (Arbeitspunkt)
J	Optimierungsfunktion
J_z	Trägheitsmoment um die z -Achse
k	Konstante allgemein
k_i	Kraft-Strom-Konstante des Magnetlagers ($\frac{N}{A}$)
k_{ic}	variierender Kopplungsanteil von k_i
k_{iv}	Variation von k_i
k_s	Kraft-Weg-Konstante des Magnetlagers ($\frac{N}{m}$)
k_{sc}	variierender Kopplungsanteil von k_s
k_{sv}	Variation von k_s
$k_{\mathbf{i}}, k_{\mathbf{p}}$	Komponenten der Rückkopplung
K	Rückkopplung
l	Länge
l_{PM}	Länge des Permanentmagneten
L	Induktivität
$L(s)$	Übertragungsfunktion des offenen Kreises
m	Rotormasse
m_d	äquivalente Masse
m_z, m_k	Zusatzmasse, Ersatzmassen
M	Drehmoment
M_l	Lastmoment
\mathbf{M}	Hilfsmatrix
p	Polpaarzahl
Δp	Differenzdruck zwischen Einlass- und Auslassseite der Pumpe
\mathbf{p}	Zustandsgrösse der Verschiebungen (Inkrementalgrösse)
$\tilde{\mathbf{p}}$	absolute Zustandsgrösse der Verschiebungen
$\bar{\mathbf{p}}$	Zustandsgrösse der Verschiebungen in Ruhelage (Arbeitspunkt)
\mathbf{P}	Gewichtungsmatrix
\mathbf{P}^{ki}	Spannungs-Geschwindigkeitskoeffizient
\mathbf{P}_L	invertierte Widerstandsmatrix im normierten System

Symbolverzeichnis

P_m	reziproke Induktivität des Antriebs im normierten System
\mathbf{P}_{ki}	Matrix im normierten System
q	Vektorkomponente des elektrischen Systems
Q	Durchfluss
\mathbf{Q}	Gewichtungsmatrix
r	Radius
R	Widerstand
s	Laplaceparameter
$S(s)$	Sensitivitätsfunktion
\mathbf{S}	Lösung der Riccati-Gleichung
T	Zeitkonstante des mechanischen Systems
T_I	Zeitkonstante des Integrators
T_L	elektrische Zeitkonstante
T_p	Polzeitkonstante
T_s	Abtastzeit der Messsignale
T_{yr}	Führungsübertragungsfunktion
\mathbf{T}	Übertragungsmatrix
\mathbf{T}_{ki}	Matrix im normierten System
u	Spannung, Stellgrösse
\mathbf{u}^F	Vektor der eingespeisten Fourierkoeffizienten
\mathbf{u}	Spannungsvektor im feldorientierten Koordinatensystem
v	Geschwindigkeitskomponente
v_{in}	Stellgrösse der überlagerten Regelung
x	Vektorkomponente der radialen Verschiebung
\mathbf{x}^F	Vektor der synchronen Fourierkoeffizienten
\mathbf{x}	Zustandsvektor
y	Vektorkomponente der radialen Verschiebung
\mathbf{z}	transformierter Zustandsvektor

Symbole - griechisch

α	Verkipfungswinkel um die x -Achse
$\alpha(\mathbf{x})$	Zustandsrückführung
β	Verkipfungswinkel um die y -Achse
$\beta(\mathbf{x})$	Stellgrössentransformation

$\delta_0, \delta_\varepsilon$	Luftspalt, in Abhängigkeit der Verschiebung bzw. auch Abstand der resultierenden Kräfte
ε	relative Exzentrizität
γ	Winkel zwischen Stator- und Rotorkoordinatensystem
η_{hyd}	hydraulischer Wirkungsgrad
ι	Zustandsgrösse
φ	Rotorwinkel
κ	Winkel der Verschiebungsrichtung
λ_S, λ_C	Substitutionen
μ	Parameter der Konvergenzgeschwindigkeit
$\mu_r, \mu_0, \mu_1, \mu_2$	Permeabilität: relative, in Luft, in verschiedenen Medien
ρ	Spektralradius
σ	Singularwert
σ_1, σ_2	mechanische Grenzflächenspannung in verschiedenen Medien
σ_S, σ_C	Substitutionen
ω, ω_0	Rotationsfrequenz, Eigenfrequenz
ξ	Hilfswinkel
Ψ_{PM}	Fluss des permanentmagnetischen Rotors

Abkürzungen

AVC	adaptive Vibrationskompensation, auch synonym verwendet für die Kompensation harmonischer Signale
BSM	lagerloser Scheibenmotor (bearingless slice motor)
DSP	digitaler Signalprozessor
EAL	exakte Eingangs- Ausgangslinearisierung
FFT	Fastfouriertransformiert(e)
LVAD	left ventricular assist device
LQ(R)	Linear quadratic (gaussian) Unterstützungssystem des linken Ventrikels
MIMO	Multiple Input Multiple Output
PI	Proportional-Integral-Glied

Symbolverzeichnis

PID	Proportional-Integral-Differential-Glied
PM	Permanentmagnet
RAM	Random Access Memory
<i>rpm</i>	Umdrehungen pro Minute
SISO	Single Input Single Output
SMR	Sliding Mode Regelung (Gleitmodusregler)
ZR	Zustandsregler
†	Abbildung von Thoratec Corp. zur Verfügung gestellt
‡	Abbildung von der Internetseite des Texas Heart Instituts
\mathbb{Z}	Menge der ganzen Zahlen
\mathbb{R}	Menge der reellen Zahlen

Kapitel 1

Einleitung

Diese Arbeit entstand im Rahmen einer Forschungszusammenarbeit zwischen der *ETH Zürich* und der *Levitronix GmbH*. In vorangegangenen Dissertationen wurde der hier betrachtete Magnetlagertyp, der lagerlose Scheibenmotor, entwickelt ([Barl98]) und unter anderem von [Reit01] und [Hahn02] weitergeführt. Konstruktiv bedingte Vorteile und Einschränkungen eröffnen neue Einsatzmöglichkeiten und Herausforderungen für diesen Magnetlagertyp für angewandte Entwicklungs- und Forschungsarbeiten.

1.1 Stand der Technik

Während bei Scheibenmotoren bis vor wenigen Jahren, und in manchen Teilaspekten noch heute, konstruktive Überlegungen sowohl auf dem Gebiet der Elektronik als auch motorseitig im Vordergrund standen und sich diese Konstruktionen auch schnell änderten, sind die in dieser Arbeit behandelten Scheibenmotoren konstruktiv der Prototypphase grossteils entwachsen. Grössere konstruktive Veränderungen wird es daher in nächster Zeit nur noch im Rahmen neuer Produkte geben. Bisher wird die Lagerung von Scheibenmotoren mit einem zweipoligen, permanentmagnetischen Rotor (und auch für auf dem Rotationsprinzip basierende implantierbare Miniaturblutpumpen) von einem konservativen, also für viele Betriebspunkte gleich

1 Einleitung

dimensionierten, linearen PID Regler mit unterlagerter Stromregelung realisiert.

Die vielfach diskutierten Vorteile von Magnetlagern ermöglichen es dieser Technologie, immer neue Anwendungsgebiete zu erobern. Seit einigen Jahren werden fünffachsig geregelte Magnetlager als Gaskompressoren, Turbomolekularpumpen, Werkzeugmaschinen und in der petrochemischen Industrie eingesetzt; andere Bauweisen sind selten zu finden. Darunter fallen beispielsweise die Pumpen mit scheibenförmigen Rotoren, welche in der vorliegenden Arbeit untersucht werden. Die Vorteile dieser Pumpen gegenüber traditionellen Magnetlagern liegen neben den allgemeinen Vorteilen von Magnetlagern, der Verschleiss-, Berührungs-, Wartungs- und Schmiermittelfreiheit, bei der geringeren Komplexität. Durch den Einsatz von Permanentmagneten kann passive und aktive Magnetlagerung kombiniert werden, sodass sich die Anzahl der aktiv zu regelnden Achsen reduziert. Diese Reduktion betrifft auch die Baugrösse und den Leistungsverbrauch, weshalb sich dieser Motor als implantierbare Blutpumpe besonders gut eignet. Die Nachteile der passiven Lagerung werden in den Anwendungen durch eine spezielle Ausführung der Pumpe kompensiert.

1.2 Der lagerlose Scheibenmotor

Die derzeit am häufigsten standardmässig eingesetzten Magnetlager befinden sich an den gleichen Stellen, wo alternativ rein mechanische Lager eingebaut werden könnten. Durch die Verschmelzung der Angriffspunkte der Lagerung und des Motors, bei gleichzeitiger Reduktion des Rotors auf eine Scheibe, gelangt man zum lagerlosen Scheibenmotor, der auch als selbstlagernder Motor oder kombiniertes Rotor-Lager-System bezeichnet wird. Die Anwendungen konzentrieren sich aktuell auf die Halbleiterindustrie und die Medizintechnik.

Obwohl die technischen Probleme, welche einer kommerziellen Verwendung im Wege standen, gelöst sind, ist das Optimierungspotential noch immer gross. Ein stabileres Betriebsverhalten einer Pumpe kann das Einsatzgebiet vergrössern, da die Pumpe an mehreren verschiedenen Betriebszuständen arbeiten kann. Ähnliches gilt bei der Verbrauchsreduktion bzw. Verbesserung des Wirkungsgrades, wo etwa die Erfordernis einer externen Kühlung auf „höhere“ Betriebspunk-

te verschoben werden kann. Durch einen verringerten Leistungsverbrauch können beispielsweise entscheidende Anforderungen bzw. Bedingungen erfüllt und damit neue Anwendungsgebiete erschlossen werden. Diese Optimierungen können entweder konstruktiv oder regelungstechnisch erzielt werden. Basierend auf einer ausführlichen Modellierung kann mit einer nichtlinearen Regelung näher an die Leistungsgrenzen eines Systems gegangen werden. Die Anwendung von Verfahren wie der Kompensation periodischer Signale bietet eine zusätzliche Verbrauchsoptimierung, was speziell bei der batteriebetriebenen Anwendung der implantierbaren Blutpumpe entscheidend ist.

1.2.1 Die lagerlose Blutpumpe

1969 wurde am Texas Heart Institute das erste pneumatische Kunstherz erfolgreich transplantiert, um den Kreislauf aufrechtzuerhalten bis ein Spenderherz zur Verfügung stand. Bis zum Jahr 2001 wurden weltweit über 2000 Patienten unter Verwendung mechanischer implantierbarer Blutpumpen behandelt, was allerdings nur die Spitze der Pyramide in der Behandlung der Herzinsuffizienz darstellt. Herzversagen ist die führende Todesursache in den hoch entwickelten Ländern. Falls eine medikamentöse Therapie erfolglos ist, muss eine Herztransplantation oder eine Implantierung einer künstlichen Blutpumpe vorgenommen werden. Der aktuelle Entwicklungsstand künstlicher Herzunterstützungssysteme wird durch eine breite Verfügbarkeit elektrisch betriebener linksventrikulärer Assist-Pumpen (LVAD) repräsentiert. Diese benötigen allerdings ein durch die Haut ausgeleitetes Steuerungs- und Energieversorgungskabel zur Verbindung an externe Quellen, während die Pumpe implantiert ist. Die aktuellsten in der klinischen Therapie verfügbaren Axialflusspumpen (Jarvik[®]-2000, HeartMate[®]-II-LVAD und DeBakey[®]) arbeiten durch einen kontinuierlichen Fluss energieeffizient, sind klein und leicht. Sie haben entscheidende Vorteile gegenüber der älteren, pulsatilem Generation (Novacor[®]-N100 oder HeartMate[®]-I-LVAD). Das *Unterstützungssystem* LVAD wird oft fälschlicherweise als Kunstherz bezeichnet, was jedoch beide Ventrikel ersetzt und an Stelle des Herzens implantiert wird. Die ersten zum permanenten Herzersatz verfügbaren, vollständig implantierbaren Systeme (Lion-Heart[®], AbioCor[®]-Kunstherz) sind noch zu kurzfristig in der klinischen Anwendung, um ihr

1 Einleitung

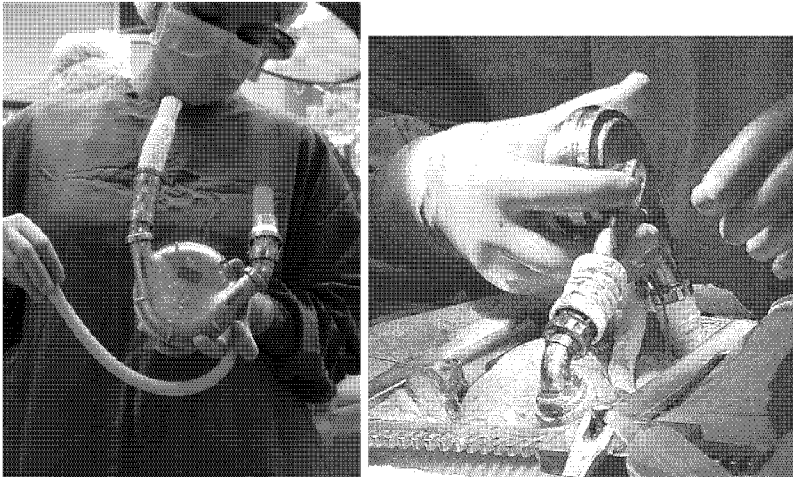


Abbildung 1.1: Vergleich zwischen erster (links)[†] und dritter (rechts)[†] Generation eines implantierbaren Herzunterstützungssystems

Leistungspotential bewerten zu können.

Die Pumpen der ersten Generation sind grosse Membranpumpen und unterliegen einer mechanischen Abnutzung, wodurch die Lebensdauer stark eingeschränkt wird. Die der zweiten Generation sind deutlich kleiner gebaut, die mechanische Lagerung beschränkt aber auch hier die Lebensdauer. Die neueste oder dritte Generation, die sich noch in der Entwicklungsphase befindet, verwendet magnetgelagerte Rotoren, wodurch mittels verschleissfreiem Betrieb eine deutlich höhere Lebensdauer erwartet werden kann. Durch die grossen mechanischen Spalte bleibt die Thrombenbildung vergleichsweise minimal, wodurch eine höhere Biokompatibilität gegeben ist. Einen Vergleich zwischen einer Membranpumpe (HeartMate[®]-I, links) der ersten und einer magnetgelagerten Pumpe (HeartMate[®]-III, rechts) der dritten Generation zeigt Abbildung 1.1. Alle Systeme haben das Problem der Blutschädigung, welche nie gering genug sein kann, gemein.

Das Haupteinsatzgebiet eines LVADs liegt heute bei der Überbrückung der Wartezeit auf ein Spenderherz („bridge to transplant“). Durch den Einsatz von Magnetlagern kann die Lebensdauer der Pum-

pen auf zehn Jahre und mehr steigen, sodass sich das Einsatzgebiet erweitert. Als Alternative zur Transplantation wird eine Erholung des Herzens („therapeutic recovery“) erwartet, wodurch dann kein Spenderherz erforderlich wäre. Ebenso eignet sich der Einsatz magnetgelagerter Blutpumpen für eine kürzere Verwendungsdauer, beispielsweise während Operationen oder für eine kurzfristige postoperative Erholung. Durch eine vollständige Implantierung und daher perkutane Energieübertragung (TETS) wird die Lebensqualität der Patienten deutlich steigen. Weiters sinkt durch die vorhandene natürliche Hautbarriere die Infektionsanfälligkeit.

Obwohl das in dieser Arbeit verwendete HeartMate[®]-III für alle Einsatzzeiten verwendbar ist, wird es bei einem länger andauerndem Einsatz technologiebedingt immer weniger Konkurrenz finden. Neben zahlreichen Publikationen zum HeartMate[®]-III-LVAD (siehe [Barl95], [Barl98], [Bour00], [Scho00a], [Scho00b], [Lore00] und [Gempp02]) befassen sich auch andere Forschungsgruppen mit verschiedenen Varianten magnetgelagerter implantierbarer Blutpumpen (siehe [Bear98], [Hilt98], [Bal98], [Pade99], [Noji00] und [Ueno98]). Kritiker halten ein Pulsieren für unverzichtbar, um die Blutgefäße frei zu halten. Dies wäre mit dem hier untersuchten HeartMate[®]-III möglich, allerdings würden die Effizienz und damit die Betriebsdauer je Akkuladung darunter leiden.

1.3 Zielsetzung der Arbeit

Die Optimierung von Systemen ist eine sehr allgemeine Zielsetzung und beinhaltet auch konstruktive Veränderungen theoretisch bis hin zur Neukonstruktion. Als Rahmenbedingung der in der Arbeit betrachteten Optimierung wird sämtliche Hardware als unveränderbar vorausgesetzt. Das Ziel beschränkt sich daher auf eine softwareseitige, im Speziellen regelungsbasierte, Optimierung. Dafür sollen genauere Erkenntnisse über die nichtlinearen Lagerverhältnisse und deren Einfluss auf das Betriebsverhalten (robuster, verbrauchsarmer Betrieb unter physiologischen Bedingungen) erlangt werden. Diese sollen dann in der Software zur optimierten Regelung der lagerlosen Scheibenmotoren, und speziell der implantierbaren Blutpumpen, umgesetzt und nach Möglichkeit im Produkt verwendet werden.

1 Einleitung

Bei der Optimierung sollen folgende Schritte berücksichtigt werden:

- Analyse des Lagers und nichtlineare Modellierung
- Entwurf eines geeigneten Regelungsverfahrens zur Minimierung von Nichtlinearitäten
- Analyse und Minimierung der periodischen Störkräfte
- Verifikation der Konzepte am Prototyp HeartMate[®]-III

Für jeden Optimierungsschritt ist die praktische Verwendbarkeit gegenüber der theoretischen Machbarkeit abzuwägen. Daher werden nur die Varianten verfolgt, die am realen System unter Berücksichtigung von Komplexität und Kosten einen Gewinn für das Gesamtsystem erwarten lassen.

Als Hauptanwendung soll die implantierbare Blutpumpe betrachtet werden. Da sich auch andere magnetgelagerte Scheibenmotoren aus regelungstechnischer Sicht sehr ähnlich verhalten, sollen die Erkenntnisse, wenn nicht anders erwähnt, allgemein auf magnetgelagerte Scheibenmotoren des gleichen Typs angewandt werden können.

1.4 Aufbau der Arbeit

Die vorliegende Arbeit gliedert sich in die drei Abschnitte

- Modellbildung
- Regelung mit Messresultaten
- Kompensation periodischer Signale und Resultate

In Kapitel 2 werden einige grundlegende Aspekte des Scheibenmotors wiederholt, auf denen die folgenden Überlegungen und Lösungen basieren. Für prinzipielles und vertieftes Grundwissen im Bereich des lagerlosen Scheibenmotors, welches für das Verständnis der vorliegenden Arbeit nicht direkt erforderlich ist, wird auf folgende, an der ETH Zürich (Professur für EEK) durchgeführte Arbeiten verwiesen: [Barl98], wo das Prinzip des hier verwendeten Typs der lagerlosen Scheibenmotoren erstmals veröffentlicht wurde, sowie [Hahn02],

wo die softwareseitigen Möglichkeiten im Bereich der Prozessgrößenbestimmung behandelt werden und [Reit01], wo ebenfalls ohne konstruktive Eingriffe, die Probleme und Erfordernisse der fehlertoleranten Anwendung an der implantierbaren Blutpumpe diskutiert werden. Es wird erwartet, dass der Leser mit der prinzipiellen Funktionsweise von Magnetlagern vertraut ist. Daher wird an dieser Stelle auf weiterführende Literatur (z.B. [Bich90], [Scho93] und [Schw94]) verwiesen. Der Schwerpunkt dieses Kapitels liegt in der näheren Betrachtung der Effekte, die bisher nicht behandelt oder beachtet wurden und die das grösste Potential für die nachfolgende Optimierung liefern.

Die Regelung, im speziellen die Lageregelung, der Scheibenmotoren wird in Kapitel 3 behandelt. In Magnetlagern findet man viele Regelkonzepte realisiert, wobei die PID-Regelung die mit Abstand am häufigsten eingesetzte bleibt. Da die Anwendungen und daher die Anforderungen sehr verschieden sind, hat sich unter den komplexeren Regelungsvarianten noch kein Verfahren durchgesetzt. In dieser Arbeit ist es nicht das Ziel, möglichst viele verschiedene Regler anzuwenden und zu vergleichen, sondern den am besten geeigneten Zugang zu wählen, was in diesem Fall einer Linearisierung mittels des Verfahrens der „Exakten Ein-Ausgangslinearisierung“ entspricht.

Die Vorteile der implementierten Regelung gegenüber der PID-Regelung werden in Kapitel 4 belegt und diskutiert. Dies umfasst Messungen im Stillstand und unter verschiedenen Betriebsbedingungen, sowie eine Analyse des Störverhaltens.

Der zweite Teil der Optimierung beschreibt ein Verfahren, das in dieser Form nur für Magnetlager angewendet werden kann - nämlich die in Kapitel 5 behandelte Kompensation periodischer Signale. Bedingt durch die speziellen Rahmenbedingungen der Anwendung an der implantierbaren Blutpumpe können Vereinfachungen durchgeführt werden, wodurch eine neue Struktur des Verfahrens entsteht. Das präsentierte open-loop-Verfahren interagiert nicht mit der transienten Regelung und soll weitestgehend unabhängig vom gewählten Regelungsverfahren verwendbar sein, weshalb es auch getrennt behandelt wird.

Die mit diesem Verfahren erzielten Resultate werden in Kapitel 6 präsentiert, diskutiert und mit der mittels nichtlinearer Regelung erzielten Optimierung verglichen.

1 Einleitung

In Kapitel 7 werden die entscheidenden Resultate der Arbeit zusammengefasst. Es wird ein kleiner Ausblick auf die weiteren Optimierungsmöglichkeiten gegeben und auch diese vor dem Hintergrund geänderter Rahmenbedingungen, also anderer Applikationen, betrachtet.

Kapitel 2

Modellbildung

In diesem Kapitel wird das dynamische Modell des permanentmagneterregten lagerlosen Scheibenmotors basierend auf dem klassischen Modell des Magnetlagers und Synchronmotors untersucht. Nach einer Betrachtung der zu stabilisierenden Freiheitsgrade wird dafür ein Modell hergeleitet. Zu Beginn werden die wichtigsten Aspekte des Magnetlagers, die für das Verständnis der Arbeit erforderlich sind, wiederholt. Für den aktuellen Forschungs- und Entwicklungsstand wird auf die Reihe *IEEE Transaction on Magnetics* sowie die jedes zweite Jahr erscheinenden Proceedings zum *International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB)* und zum *International Symposium on Magnetic Suspension Technology (ISMST)* verwiesen. Die Vorgangsweise der beiden folgenden Kapitel soll in Abbildung 2.1 veranschaulicht werden.

2.1 Passive/Aktive Magnetlagerung?

Die Stabilität von Eisen im Magnetfeld wurde erstmals von Braunk (Brau39) ausführlich diskutiert. Demnach kann ein System im Magnetfeld eines anderen Systems nur dann frei und stabil schweben, wenn mindestens in einem der beiden Systeme diamagnetische Materie mit einer relativen Permeabilität von $\mu_r < 1$ vorhanden ist. Ein aktives Magnetlager besteht aus Elektromagneten, deren Bestromung

2 Modellbildung

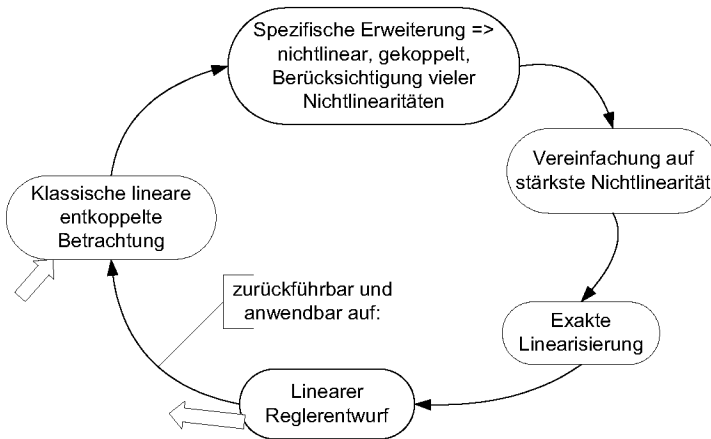


Abbildung 2.1: Vorgangsweise Modellierung und Regelung

über einen Regler ermittelt und unter Verwendung entsprechender Leistungshalbleiter eingepreßt wird. Die Regelung ermöglicht es, gezielt Energie in das System einzubringen, d.h. es steifer zu machen, oder die Energie zu verringern, also das Lager zu dämpfen.

In einem unregelmäßig, also passiven, Magnetlager kann Energie nur über Wirbelströme abgebaut werden. Für viele Anwendungen ist die passive erzielbare Steifigkeit zu gering. Eine detailliertere Unterteilung ist in [Schw94] zu finden.

Der deutlichste technische Unterschied des in dieser Arbeit untersuchten lagerlosen Scheibenmotors gegenüber einem „traditionellen“ Magnetlager besteht in der Reduktion der Komplexität durch die Verwendung eines passiven Axiallagers. Gleichzeitig ist bei einem scheibenförmigen Rotor nur ein Lager erforderlich. Eine Skizze des Scheibenmotors zeigt Abbildung 2.2. Der Rückschluss ist aus praktischen Gründen in „Tempelform“ konstruiert: Erstens sinkt der Durchmesser des Gesamtsystems, zweitens besteht somit eine größere Flexibilität für den Pumpenentwurf (siehe Abbildung 2.4). Die untere Spulengruppe ist für den Antrieb, die obere für die Lagerung verantwortlich. Antrieb und Lager können somit getrennt voneinander dimensioniert, optimiert und grundsätzlich auch getrennt geregelt werden.

Bei einer axialen Verschiebung (einer Verkippung, Abbildung 2.3)

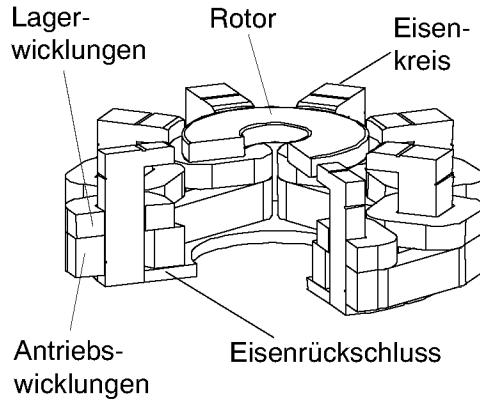


Abbildung 2.2: Lagerloser Scheibenmotor (Tempelaufbau)

wird der Weg der Feldlinien im Luftspalt verlängert. Da das energetische Minimum somit verlassen wird, entstehen passive Reluktanzkräfte (passive Rückstellmomente), die versuchen, die Feldlinien zu verkürzen, also den magnetischen Widerstand zu minimieren. Drei Freiheitsgrade (zwei für die Verkippung und einer axial) werden daher passiv stabilisiert. Aktiv müssen also nur noch die Radiallage (zwei Freiheitsgrade) und die Rotation geregelt werden.

2.1.1 Polpaarzahl

Gemäss den Überlegungen in [Scho93] und [Huge95] kann die erforderliche Polpaarzahl für Antriebs- und Lagerwicklungen bestimmt werden. Auf einen p -polpaarigen Rotor können mittels einer p - und einer $p \pm 1$ -polpaarigen Wicklung Lager- und Antriebskräfte ausgeübt werden. Unter der Annahme einer linearen Magnetisierungskennlinie (keine Sättigung) können die p -polpaarige Drehfeldwicklung und die $p \pm 1$ -polpaarige Tragkraftwicklung gemäss Überlagerungssatz getrennt betrachtet werden. Eine sehr einfache Realisierung besteht demnach aus einem zweipoligen Antrieb, einer vierpoligen Lagerwicklung und einem zweipoligen permanentmagnetischen Rotor, wie die hier untersuchten lagerlosen Scheibenmotoren.

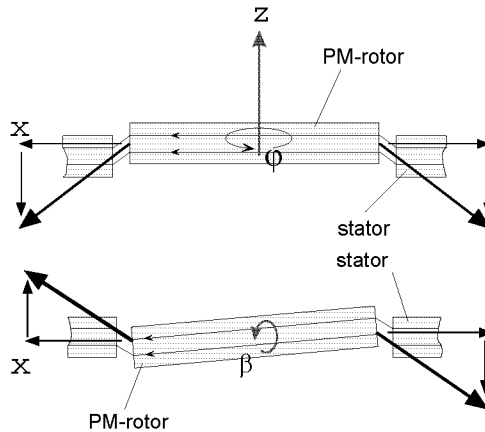


Abbildung 2.3: Axiale Verschiebung Δz und Verkipfung der Scheibe, $\Delta\alpha$, $\Delta\beta$

2.2 Vom Motor zur Pumpe

Durch die Konstruktion in „Tempelform“ stehen die Wickelköpfe dem radialen Pumpenauslass nicht im Weg, wodurch sich ein einfacher, hermetisch gekapselter Pumpenkopf konstruieren lässt (siehe Abbildung 2.4). Diese Bauweise ermöglicht eine kostengünstige Herstellung mit dem Ziel von auswechselbaren (nicht bei der implantierbaren Blutpumpe) Pumpgehäusen. Der Magnet ist ebenfalls hermetisch gekapselt und bildet mit dem Flügelrad ein gemeinsames Teil, den Rotor.

Das passive Axiallager muss eine genügende Steifigkeit aufweisen, um die im Pumpbetrieb entstehende Druckdifferenz zwischen Rotoroberseite (einlassseitig) und -unterseite bzw. die daraus resultierende Kraft zu kompensieren. Aktuelle Entwicklungstätigkeiten ermöglichen es auch hier, die Einsatzbereiche immer umfassender werden zu lassen. Für eine detaillierte hydraulische Betrachtung wird auf die Arbeit [Hahn02] verwiesen.

Die Hauptanwendung dieser Arbeit, die implantierbare Blutpumpe

2.2 Vom Motor zur Pumpe

(LVAD), wird parallel zum linken Ventrikel implantiert, wobei sich das Gerät selbst, wie in Abbildung 2.5 dargestellt, unterhalb des Herzens im Bauchraum befindet.

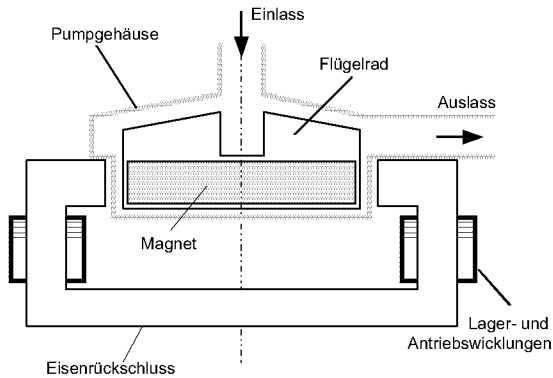


Abbildung 2.4: Prinzipieller Pumpenaufbau



Abbildung 2.5: Skizze des LVAD-Implantats am Beispiel eines Heart-Mate®-I†

2 Modellbildung

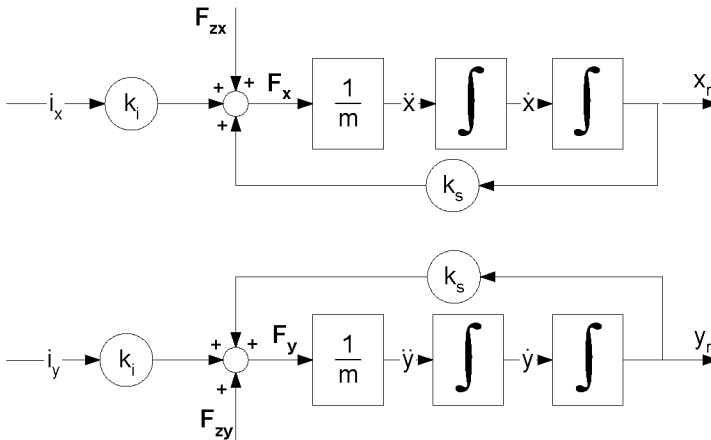


Abbildung 2.6: Lagermodell für $p > 1$

2.3 Magnetische Zugkräfte

Den folgenden Überlegungen liegt als Ausgangssituation die klassische Betrachtung des zweiachsigen linearisierten Magnetlagers zugrunde (siehe Abbildung 2.6). Das Modell dafür wurde in der Literatur mehrfach behandelt. Basierend darauf soll nun das der Regelung zugrundeliegende nichtlineare Lagermodell hergeleitet werden.

2.3.1 Kraftbildung

Für die Kraftbildung im Magnetlager ist eine Kombination aus *Lorentz-* (Kraft auf den stromdurchflossenen Leiter) und vorwiegend ([Scho93]) *Maxwellkräften* verantwortlich. Auch ohne Bestromung treten bei Durchflutung an Grenzflächen unterschiedlicher Permeabilität *Maxwellsche* Zugspannungen auf. Diese werden an der Grenzfläche zum Medium 1, welches hier als Luft angenommen wird, beschrieben als:

$$\sigma_1 = \left[\begin{array}{c} \frac{1}{2} \mu_1 (H_{n1}^2 - H_{t1}^2) \\ \mu_1 H_{n1} H_{t1} \end{array} \right] \quad (2.1)$$

2.3 Magnetische Zugkräfte

Analog dazu kann die mechanische Spannung am Medium 2, hier z.B. Eisen, formuliert werden:

$$\sigma_2 = \left[\begin{array}{c} \frac{1}{2}\mu_2 (H_{n2}^2 - H_{t2}^2) \\ \mu_2 H_{n2} H_{t2} \end{array} \right] \quad (2.2)$$

Aufgrund der Beziehung

$$\operatorname{div} B = 0 \quad (2.3)$$

und den daraus folgenden Zusammenhängen für die Normalkomponenten:

$$\begin{aligned} B_{n1} &= B_{n2} \\ \mu_1 H_{n1} &= \mu_2 H_{n2} \\ H_{t1} &= H_{t2} \end{aligned}$$

erhält man durch die Differenzbildung der beiden Grenzflächenspannungen:

$$\begin{aligned} \sigma_{12} &= \sigma_2 - \sigma_1 = \frac{1}{2} (\mu_2 - \mu_1) \left(\frac{\mu_1}{\mu_2} H_{n1}^2 + H_{t1}^2 \right) \\ \sigma_{12} &= \frac{1}{2} \frac{\mu_r - 1}{\mu_r \mu_0} (B_{n1}^2 + \mu_r B_{t1}^2) \approx \frac{1}{2\mu_0} (B_{n1}^2 + \mu_r B_{t1}^2) \end{aligned}$$

Unter den Annahmen, dass die Permeabilitäten von Luft gleich der des Vakuums ist (μ_0) und dass die Feldlinien im Luftspalt annähernd senkrecht verlaufen, kann wie folgt vereinfacht werden:

$$\text{aus } H_{n2} \gg H_{t2} \quad \text{folgt } B_{n1}^2 \gg \mu_r B_{t1}^2$$

$$\sigma_{12} = \frac{B_{n1}^2}{2\mu_0} \quad (2.4)$$

2 Modellbildung

als Grenzflächenspannung, welche auf eine Fläche A die *Maxwellkraft* ausübt:

$$F = \sigma_{12}A = \frac{1}{2} \frac{B^2 A}{\mu_0} \quad (2.5)$$

2.3.2 Rotorexzentrizität

Wird der Rotor aus seiner Ruhelage gebracht, so entsteht eine destabilisierende Kraft, die versucht, den Rotor weiter auszulenken und damit den Luftspalt zu verkleinern. Das Verhalten dieser *Maxwellkraft* in Abhängigkeit von der Exzentrizität soll im Folgenden modelliert werden.

Folgende Annahmen werden getroffen:

- Rotor in der Mittelposition kräftefrei
- Glatte, exakte Oberfläche
- Keine Sättigung im Eisen
- Relative Permeabilität des Eisens unendlich gross ($\mu_{Fe} = \infty$)
- Stillstand des Rotors \rightarrow statische Exzentrizität
- Streueffekte werden vernachlässigt

Die Abbildung 2.7 zeigt die destabilisierende Kraft, die auf den Rotor bei einer Auslenkung aus seiner (instabilen) Ruhelage wirkt. Sie steigt ungefähr linear mit dem Radius an und ist winkelunabhängig (gültig für $p > 1$). Diese Betrachtung ist als Ausgangsposition ohne Berücksichtigung der Effekte im zweipoligen Rotor zu verstehen, zeigt aber die realen Verhältnisse eines mehrpoligen ($p > 1$) Rotors.

Die magnetische Induktionsverteilung $B(\xi)$ in Abhängigkeit des Verschiebungswinkels φ (siehe Abbildung 2.8) für einen permanentmagnetischen Rotor der Polpaarzahl p lässt sich beschreiben als:

2.3 Magnetische Zugkräfte

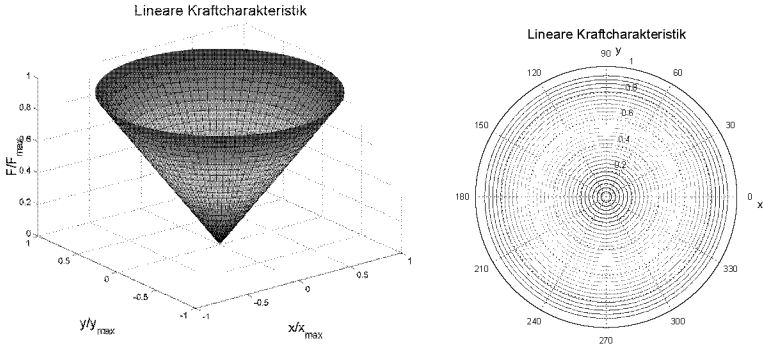


Abbildung 2.7: Kraftfelder des Lagers - linear

$$B_0(\xi) = B \cos(p\xi - \varphi) \quad (2.6)$$

Die Luftspaltänderung in Abhängigkeit der Exzentrizität kann vereinfacht ausgedrückt werden als (siehe auch [Jaen75]):

$$\delta_\varepsilon(\xi) = \delta_0 - e \cos(\kappa - \xi) \quad (2.7)$$

Die Richtung der Verschiebung ist in dieser Betrachtung somit beliebig.

$$B_\varepsilon(\xi) = B_0(\xi) \frac{l_{PM} + \delta_0}{l_{PM} + \delta_\varepsilon} = B_0(\xi) \frac{1}{1 - \varepsilon \cos(\kappa - \xi)} \quad (2.8)$$

Relative Exzentrizität

$$\varepsilon = \frac{e}{l_{PM} + \delta_0} \quad (2.9)$$

Gleichung 2.8 beschreibt die Induktion in Abhängigkeit vom Luftspalt. Gemäss

2 Modellbildung

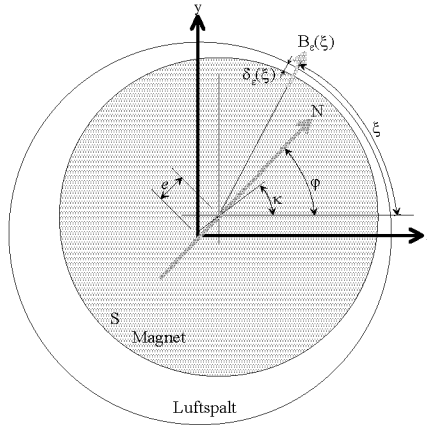


Abbildung 2.8: Magnetische Kräfte

$$\frac{1}{1-x} = 1 + x + x^2 + x^3 \dots \quad (2.10)$$

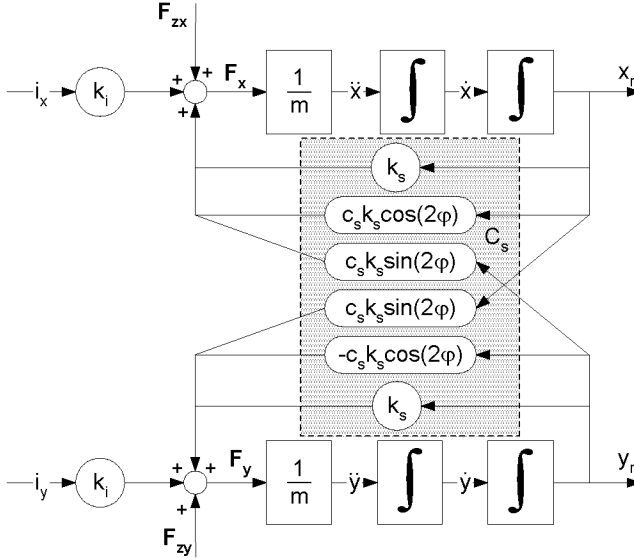
kann für $\varepsilon \ll 1$ Gleichung 2.8 approximiert werden zu:

$$B_\varepsilon(\xi) \approx B_0(\xi) (1 + \varepsilon \cos(\kappa - \xi)) \quad (2.11)$$

Die auf ein Flächenelement $dA = r \cdot l \cdot d\xi$ wirkende *Maxwellkraft* ergibt sich zu:

$$d\mathbf{F} = \frac{1}{2} \frac{B_\varepsilon^2 dA}{\mu_0} \begin{bmatrix} \cos \xi \\ \sin \xi \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Durch Integration über eine Umdrehung


 Abbildung 2.9: Lagermodell Erweiterung c_s ($p = 1$)

$$\mathbf{F} = \frac{rlB_0^2}{2\mu_0} \begin{bmatrix} \int_{-\pi}^{\pi} \cos^2(p\xi - \varphi) \cdot (1 + \varepsilon \cos(\kappa - \xi))^2 \cos \xi d\xi \\ \int_{-\pi}^{\pi} \cos^2(p\xi - \varphi) \cdot (1 + \varepsilon \cos(\kappa - \xi))^2 \sin \xi d\xi \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

erhält man für die Kraft mit einem Polpaar ($p = 1$):

$$\mathbf{F} = \frac{rlB_0^2}{2\mu_0} \begin{bmatrix} \pi\varepsilon \left(\frac{1}{2} \cos \kappa + \cos \kappa \cos^2(\varphi) + \sin \kappa \sin \varphi \cos \varphi \right) \\ \pi\varepsilon \left(\frac{3}{2} \sin \kappa - \sin \kappa \cos^2(\varphi) + \cos \kappa \sin \varphi \cos \varphi \right) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Unter Verwendung von

$$\begin{aligned} x &= e \cos \kappa \\ y &= e \sin \kappa \\ \cos(2\alpha) &= 2 \cos^2 \alpha - 1 \\ \sin(2\alpha) &= 2 \sin \alpha \cos \alpha \end{aligned} \quad (2.15)$$

2 Modellbildung

mit dem Einführen der negativen Steifigkeit des Magnetlagers k_s (häufig auch als Kraft-Verschiebungs-Konstante, Kraft-Positions-Konstante oder Kraft-Weg-Konstante bezeichnet):

$$k_s = \frac{\pi \cdot r \cdot l \cdot B_0^2}{2\mu_0 (l_{PM} + \delta_0)} \quad (2.16)$$

und dem Kopplungsfaktor c_s errechnet sich die Kraft zu:

$$\mathbf{F} = k_s (\mathbf{I} + c_s \mathbf{C}_2) \mathbf{p} \quad (2.17)$$

welche nun aus einem konstanten Anteil (in der Literatur, erstmals in [WiKe67] erwähnt, auch als „magnetischer Zug“ bekannt, siehe auch [Bich90]) und einem für diese Anwendung beachtenswerten winkelabhängigen Teil besteht. Die Kopplungsmatrix \mathbf{C}_2 (Gleichung 2.18) hat die Periode π und entscheidenden, mit c_s linear variierenden, Anteil am Verhalten und an der Nichtlinearität des Lagers. Die Grösse von c_s wird theoretisch gemäss Gleichung 2.14 zu $c_s = \frac{1}{2}$ bestimmt, was aber vom Rotormaterial und der Ausführung des Eisenkreises abhängt und daher (siehe Abschnitt 2.5) als Maximalwert zu interpretieren ist.

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} \cos(2\varphi) & \sin(2\varphi) \\ \sin(2\varphi) & -\cos(2\varphi) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Gleichung 2.17 beschreibt die Kraftverhältnisse auf den Rotor in Abhängigkeit von der Rotorposition und dessen Winkel φ . Gemäss Gleichung 2.19 kann die nichtlineare *Maxwell*kraft anschaulich in zwei Effekte geteilt werden - in die Steifigkeitsvariation k_{sv} und in die Kopplung k_{sc} , die natürlich nie getrennt auftreten.

$$\begin{aligned} F_x &= k_s (1 + c_s \cos(2\varphi)) x + k_s c_s \sin(2\varphi) y = k_{sv} x + k_{sc} y \\ k_{sv} &= k_s (1 + c_s \cos(2\varphi)) \\ k_{sc} &= k_s c_s \sin(2\varphi) \end{aligned} \quad (2.19)$$

2.3 Magnetische Zugkräfte

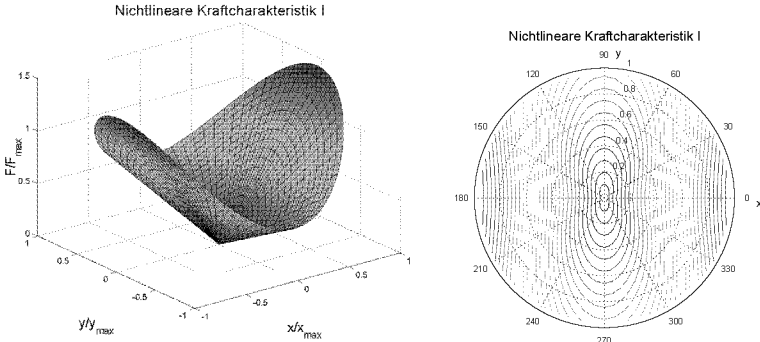


Abbildung 2.10: Kraftfelder des Lagers - nichtlinear

Beträgt $c_s = \frac{1}{2}$, so variiert die Steifigkeit des Magnetlagers um 300%:

$$\frac{k_s(\varphi = 0)}{k_s(\varphi = \frac{\pi}{2})} = \frac{k_s(1 + c_s)}{k_s(1 - c_s)} = \frac{1 + \frac{1}{2}}{1 - \frac{1}{2}} = 3 \quad (2.20)$$

Für die gleiche Auslenkung aus der Ruhelage wird also bis zum Dreifachen der minimalen Kraft für die Rückstellkraft benötigt. Die Steifigkeit und die damit verbundene Nichtlinearität wird in Abbildung 2.10 veranschaulicht. Sie zeigt die Kraft für beliebige Auslenkungen bei der fixen Rotorposition $\varphi = 0$, d.h. die magnetische Ausrichtung entspricht der x -Achse.

Die Kopplung variiert in Verbindung mit der Steifigkeit und hat ihren Maximalwert bei $k_s c_s$. Ihr Maximum liegt bei einer Kraft in x -Richtung bei $\varphi = \frac{\pi}{4} + i \cdot \frac{\pi}{2}$ ($i \in \mathbb{Z}$) und hat ihre Kraftwirkung in y -Richtung. Bei der Winkelposition mit maximaler Kopplung beträgt die Kopplungskraft das c_s -fache (also bis zu 50%) der auslenkenden Kraft.

2.3.2.1 Genauere Approximation

Die Abhängigkeit der Induktion vom Luftspalt (Gleichung 2.8) wurde mittels einer Reihenentwicklung (Gleichung 2.10) approximiert, wobei nach dem ersten Glied abgebrochen wurde. Auf dieser Basis entstand die im Abstand lineare Beziehung der *Maxwellkraft* (Gleichung 2.17). Bei grösseren Auslenkungen muss Gleichung 2.8 genauer approximiert werden. Die Kraft bei quadratischer Approximation berechnet sich zu:

$$\mathbf{F} = \frac{r \cdot l B_0^2}{2\mu_0} \begin{bmatrix} \int_{-\pi}^{\pi} \cos^2(p\xi - \varphi) \cdot \left(1 + \varepsilon \cos(\kappa - \xi) + (\varepsilon \cos(\kappa - \xi))^2\right)^2 \cos \xi d\xi \\ \int_{-\pi}^{\pi} \cos^2(p\xi - \varphi) \cdot \left(1 + \varepsilon \cos(\kappa - \xi) + (\varepsilon \cos(\kappa - \xi))^2\right)^2 \sin \xi d\xi \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}_2 = k_s \left(\mathbf{I} + c_s \mathbf{C}_2 + x^2 c_s \mathbf{C}' \right) \mathbf{p} \quad (2.21)$$

$$\mathbf{C}' = \begin{bmatrix} \cos(2\varphi) & \sin(2\varphi) \\ -\sin(2\varphi) & \cos(2\varphi) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

und damit ist die *Maxwellkraft* auch nichtlinear in Abhängigkeit der Verschiebung, was zum in Abbildung 2.11 dargestellten Kraftverlauf führt. Auch hier entspricht die in der z -Achse aufgetragene Kraft der (vom Regler) benötigten Rückstellkraft bei entsprechender Verschiebung für den Fall, dass $\varphi = 0$ ist.

In diesem Abschnitt wurden die statischen nichtlinearen Kraftverhältnisse für den zweipoligen Rotor diskutiert. Die dynamischen Auswirkungen werden in Kapitel 5 näher betrachtet.

2.4 Weitere Nichtlinearitäten in Magnetlagern

Im vorangegangenen Abschnitt wurde die, für die untersuchte Gruppe von Motoren, entscheidende Nichtlinearität physikalisch beschrieben. Jede Komponente (im Magnetlager) weist ein reales Übertragungsverhalten auf, welches in einem Arbeitsbereich approximiert werden

2.4 Weitere Nichtlinearitäten in Magnetlagern

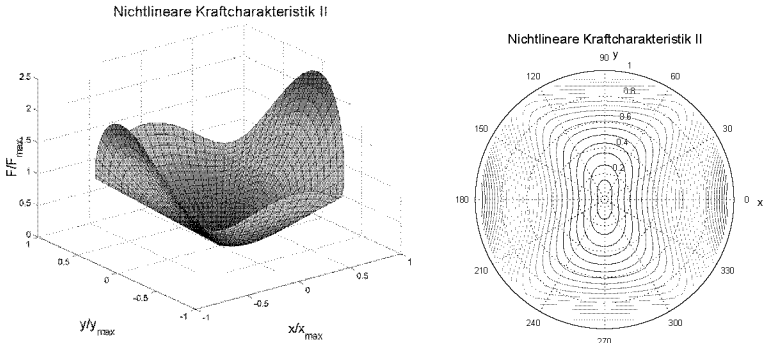


Abbildung 2.11: Kraftfelder des Lagers

kann. Keine reale Komponente ist vollständig linear, sodass es immer einer Abschätzung bedarf, ein Verhalten als linear zu bezeichnen. Die Linearisierung ist in vielen Teilbereichen wünschenswert, da sie eine klarere Betrachtung und eine einfachere Behandlung des Systems erlaubt. Nichtlinearitäten können die Dynamik entscheidend beeinflussen, und daher ist es erforderlich zu beurteilen, ob und welche regelungstechnisch beachtet werden und daher in die Modellbildung mit einfließen müssen. Dieser Abschnitt soll einen Überblick über die in Magnetlagern wichtigsten nichtlinearen Einflüsse geben.

- Nichtlinearer Zusammenhang zwischen Kraft, Strom und Verschiebung
 - Kraft-Strom Kennlinie
 - Kraft-Positions Kennlinie
 - Winkelabhängige Variation der natürlichen Steifigkeit (k_{sv} , BSM)
 - Winkelabhängige Kopplung (k_{sc} , BSM)
- Stellgrößenbeschränkung
- Sättigungseinfluss
- Induktivität
- Totzeiten / Diskretisierung

2 Modellbildung

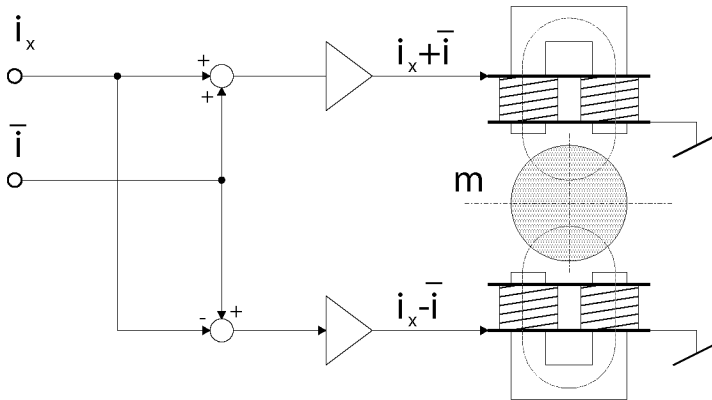


Abbildung 2.12: Beispiel einer Differenzansteuerung zweier Elektromagneten

- Feldverteilung des Rotors
- Winkelabhängigkeit der Sensorik

2.4.1 Nichtlinearer Zusammenhang zwischen Kraft, Strom und Verschiebung

Im Allgemeinen hängt die Kraft vom Spulenstrom i und vom Abstand x des (hier) Rotors vom Elektromagneten wie folgt ab (siehe auch [Schw94]):

$$F \sim \frac{i^2}{x^2}$$

Die Verhältnisse in der Pumpe lassen sich durch das Modell der Differenzansteuerung annähern (siehe Abbildungen 2.12 und 2.13). Die Anordnung in Abbildung 2.12 bewirkt die mittels Kraft-Strom-Kennlinien in Abbildung 2.13 veranschaulichte Linearisierung um den Arbeitspunkt des Kraft-Strom-Verhaltens. Der Luftspalt der in dieser Arbeit untersuchten Anwendungen ist im Vergleich zu vielen anderen Magnetlageranwendungen als sehr gross zu bezeichnen. Mit Hilfe einer Differenzansteuerung kann nun in einem bestimmten Bereich

2.4 Weitere Nichtlinearitäten in Magnetlagern

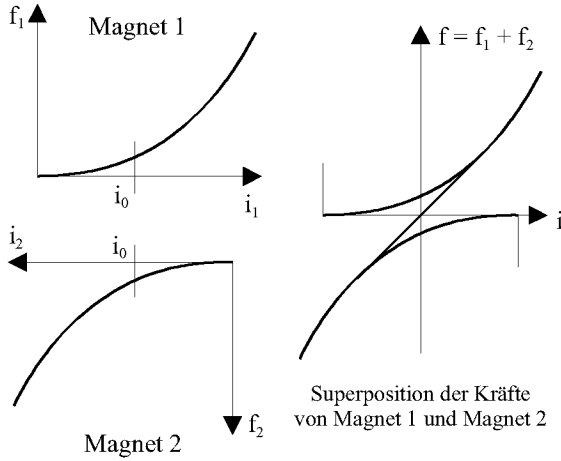


Abbildung 2.13: Superposition

eine annähernd lineare Beziehung zwischen Kraft und Strom erzeugt werden. Dies führt zu folgender Charakteristik:

$$F_x = k \left(\frac{(\bar{i} + i_x)^2}{(\bar{x} - x)^2} - \frac{(\bar{i}_x - i)^2}{(\bar{x} + x)^2} \right) \quad (2.23)$$

Gleichung 2.23 kann für $x \ll \bar{x}$ zur linearisierten Beziehung zwischen Kraft, Position und Strom mit der bereits aus Gleichung 2.17 bekannten Steifigkeit des Magnetlagers und der Kraft-Stromkonstante k_i approximiert werden:

$$\begin{aligned} F &= k_i \cdot i + k_s \cdot x & (2.24) \\ k_i &= 4 \frac{k \bar{i}}{\bar{x}^2} \\ k_s &= \frac{k_i \bar{i}}{\bar{x}} \end{aligned}$$

2 Modellbildung

Häufig wird auch über eine Taylorreihe angenähert und nach dem ersten Glied abgebrochen, um zu obiger Darstellung zu gelangen. Eine Rücksubstitution der Koeffizienten aus Gleichung 2.24 in Gleichung 2.23 führt auf die in Abbildung 2.14 veranschaulichte Beziehung:

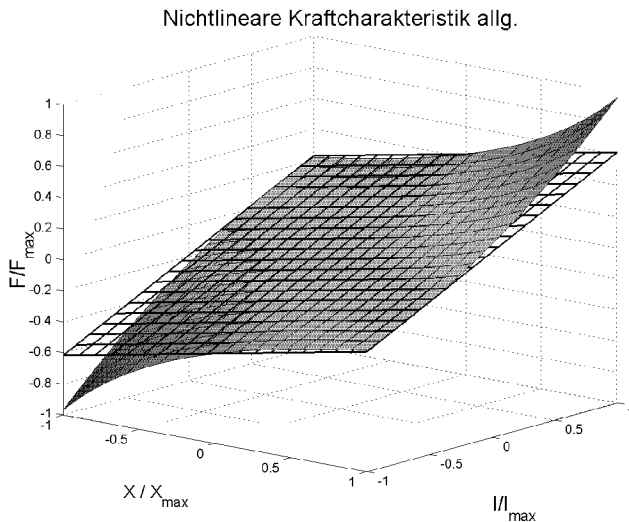


Abbildung 2.14: Nichtlineare Kraft

$$F = \frac{\bar{x}^2 (k_s \bar{x}^2 x + k_s \bar{x}^2 i_x k_i + k_s i_x x^2 k_i + i_x^2 x k_i^2)}{k_s (\bar{x} - x)^2 (\bar{x} + x)^2}$$

Das transparente Netz zeigt die lineare Approximation. Erst im Randbereich $x > \frac{3}{4}x_{max}$ wird der Fehler der linearen Approximation deutlich sichtbar und kann bis zu ca. 50% betragen. Im Bereich des Arbeitspunktes erreicht man somit eine sehr gute Approximation, wobei bei $x = \frac{1}{2}x_{max}$ der Fehler erst 4% beträgt. Dies ist aber verglichen mit der Variation der Steifigkeit (Gleichung 2.20) in der untersuchten Anwendung vernachlässigbar. In [Lei99] wird eine Kompensation dieses Effektes vorgestellt. Nur bei Magnetlagern mit zweipoligem, permanentmagneterregtem Rotor müssen noch die Auswirkungen der Variation der Steifigkeit (k_{sv}), sowie die Kopplung (k_{sc}) (siehe Abschnitt

2.3) als Nichtlinearität (in dieser Form) erwähnt werden. Aufgrund von Rotorunsymmetrien gibt es auch in anderen Bauformen Variationen der Steifigkeit, welche dort aber vergleichsweise gering ausfallen.

2.4.2 Stellgrößenbeschränkung

Eine Nichtlinearität, die bei optimierten Dimensionierungen in jedem System auftritt, ist die Leistungsbegrenzung und daher die nichtlineare Kennlinie der Verstärker. Dabei kann zwischen drei verschiedenen Begrenzungen unterschieden werden

1. Begrenzung des Stromes: $-I_{max} \leq i \leq I_{max}$
2. Begrenzung der Stromänderung: $\left| \frac{di}{dt} \right| \leq \frac{I_{max}}{T_A}$
3. Begrenzung der Spannung: $0 \leq |U| \leq U_{max}$

Das System ist so dimensioniert, dass beim Aufstarten des Rotors einmalig eine Stellgrößenbeschränkung bewusst akzeptiert wird, wobei es sich aber in keinem geforderten Dauerbetriebspunkt in einer Begrenzung befindet. Daher wird beim späteren Entwurf der Regelung die Stellgrößenbeschränkung, die zur Instabilität des geschlossenen Regelkreises führen kann, nicht berücksichtigt.

2.4.3 Sättigungseinfluss

Aufgrund der Abhängigkeit der Magnetkraft von der Flussdichte (Gleichung 2.5) gilt, dass die magnetische Sättigung des Kernmaterials in guter Näherung gleichbedeutend mit der Begrenzung der Magnetkraft ist. Damit lässt sich die nichtlineare Gleichung für die Kraft wie folgt erweitern:

$$F_{x+} = \text{Min} \left(k \frac{i_x^2}{(\bar{x} + x)^2}, F_{x,max} \right) \quad (2.25)$$

Die magnetische Sättigung des Kernmaterials führt zu einer Begrenzung der maximal erzeugbaren Magnetkraft. Diese Nichtlinearität bewirkt bei grossen Rotoramplituden eine Verringerung des in Abbildung 2.14 dargestellten progressiven Kraftverlaufes im Randbereich.

2 Modellbildung

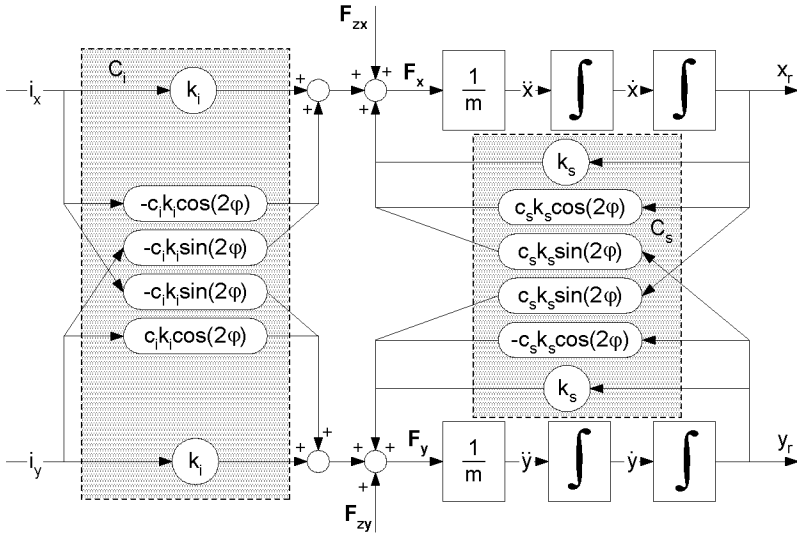


Abbildung 2.15: Lagermodell c_i , c_s mit Berücksichtigung der Sättigung

Dieser nichtlineare Einfluss wird daher durch die Sättigung abgeschwächt.

Da der Rotor ein Permanentmagnet ist, beeinflusst er das Sättigungsverhalten zusätzlich winkelabhängig. Ist die Magnetisierungsachse gleich der Verschiebungsrichtung, bewirkt die Überlagerung der Felder eine Abschwächung der resultierenden Maximalkraft. Kombiniert man Gleichung 2.17 der *Maxwellkraft* mit Gleichung 2.23 für die linearisierte Magnetkraft und erweitert diese analog der Steifigkeitsvariation und Kopplung, so erhält man:

$$\mathbf{F} = k_i (\mathbf{I} - c_i \mathbf{C}_2) \mathbf{i} + k_s (\mathbf{I} + c_s \mathbf{C}_2) \mathbf{p} \quad (2.26)$$

Das somit erweiterte Modell des Lagers ist in Abbildung 2.15 dargestellt. Analog zur Steifigkeitsvariation wird auch hier eine Variation

der Kraft-Strom-Konstante definiert:

$$\begin{aligned}k_{iv} &= k_i (1 - c_i \cos(2\varphi)) \\k_{ic} &= k_i c_i \sin(2\varphi)\end{aligned}$$

Die Identifikation (Abschnitt 2.5) macht den vergleichsweise zur Steifigkeitsvariation geringen Einfluss der Variation der Kraft-Strom-Konstante deutlich ($c_i \sim 0.05$). Auf eine analytische Bestimmung des Betrages der Variation wurde daher verzichtet. Sie hängt von der Dimensionierung des Eisenkreises und der Feldstärke des Rotors ab und kann bei einem modifizierten Aufbau deutlich an Bedeutung gewinnen, weshalb sie theoretisch in der Arbeit weiterbehandelt wird.

2.4.4 Induktivität

Die Induktivität wird bei einigen Anwendungen der nichtlinearen Regelung in Abhängigkeit von der Rotorposition modelliert:

$$L_L(x) = \frac{Q}{(W + \bar{x} + x)} + L_0$$

mit den mittels Identifikation ermittelten fixen Parametern Q , W und L_0 .

2.4.5 Totzeiten / Diskretisierung

In der vorliegenden Anwendung werden digitale Signalprozessoren verwendet. Diese bringen durch Abtastung der Messgrößen Totzeiten in das System ein. Totzeiten erhöhen den Phasenverlust, was bei schlechter Auslegung zur Instabilität führen kann. Im Vergleich zu kontinuierlichen Systemen bewirken (äquivalente) diskrete Regelungen immer eine Verringerung des Stabilitätsgebietes und daher einen Stabilitätsverlust. Dies ist natürlich eine hypothetische Betrachtung, da sich die Frage, dieses Magnetlager analog zu regeln, nicht stellt. Die Totzeit der verwendeten Leistungshalbleiter ist im Vergleich zur Abtastzeit vernachlässigbar. Die Sensorik wird analog realisiert und

2 Modellbildung

wird daher als verzögerungsfrei angenommen. In der Stabilitätsbetrachtung ist die Totzeit zu beachten, falls sie in der Grössenordnung der Zeitkonstanten der instabilen Pole des Regelsystems liegt. Es gelingt dann nur schwer, das System zu stabilisieren. Für die Regelung wird eine Abtastzeit

$$T_s = 0.1 \text{ ms}$$

verwendet. Die Zeitkonstanten der instabilen Pole betragen $T_p = 9.1 \text{ ms}$. Daher ist es problemlos möglich, die instabilen Pole zu stabilisieren.

2.4.6 Winkelabhängigkeit der Sensorik

Die für die radiale Positionsmessung verwendeten Wirbelstromsensoren weisen für eine konstante Radial- und Axialposition eine Magnetfeldabhängigkeit auf. Das winkelabhängig variierende Rotorfeld überlagert daher dem Signal der Positionsmessung näherungsweise einen sinusförmigen Fehler (Periode π) mit einer feldabhängigen Amplitude. Der Effekt der winkelabhängigen Sensorik hat den gleichen Einfluss wie eine grössere Steifigkeitsvariation (c_s), hat daher gleiches Vorzeichen und wird demnach im Modell nicht gesondert behandelt. Laut Messung liegt die Grössenordnung des winkelabhängigen Sensorikfehlers bei $0.1 \dots 0.2 c_s$.

2.4.7 Diskussion

In einer Untersuchung ([Lei99]) der Nichtlinearitäten in Magnetlagern wurde die Abhängigkeit der Elektromagneten vom Abstand des Rotors zum Stator und vom Spulenstrom als die wesentlichste nichtlineare Einflussgrösse erachtet. Diese Nichtlinearität (Abschnitt 2.4.1) kann aber im Vergleich zu der in Abschnitt 2.3.2 und in Gleichung 2.17 zusammengefassten Nichtlinearität wiederum als vergleichsweise gering betrachtet werden. Daher wird in weiterer Folge hauptsächlich der Einfluss der Steifigkeitsvariation k_{sv} und parallel dazu auch die

Variation der Kraft-Strom-Konstante k_{iv} betrachtet und die anderen Nichtlinearitäten als dieser untergeordnet behandelt.

2.5 Identifikation von Magnetlagern

Ein gutes Betriebsverhalten ist von einer weit entwickelten Regelung abhängig, welche wiederum von einem möglichst genauen Modell abhängt. Die analytische Modellbildung gemäss den Abschnitten 2.3 und 2.6 soll in dieser Arbeit mittels Identifikation bestätigt werden. Für Magnetlager stehen grundsätzlich folgende Identifikationsvarianten zur Verfügung:

- Identifikation mittels Prüfsignalen für die Parameteridentifikation im Frequenz- oder Zeitbereich
- Auswertung der Rauschsignale
- Identifikation durch Arbeitspunktabhängigkeit
- Direkte oder indirekte Kraftmessung

Um instabile Systeme zu identifizieren, ist es erforderlich, diese im geregelten Zustand, also im geschlossenen Kreis, zu identifizieren, wodurch sich die Komplexität der Identifikation erhöht. Da bei den untersuchten Scheibenmotoren die Kopplung für das Verhalten entscheidend ist, muss diese bei der Identifikation berücksichtigt werden, wodurch sich die Notwendigkeit einer deutlich komplexeren Mehrgrößenidentifikation ergibt.

An dieser Stelle sollen weder eine neue Identifikationsmethode vorgestellt, noch neue Erkenntnisse durch die Identifikation gewonnen werden. Es wurde daher darauf geachtet, ein effizientes Verfahren zu wählen und auf eine hohe Genauigkeit verzichtet.

Die Nachteile bei der Parameteridentifikation in Magnetlagern sind laut [Aesch02] und [Sun99] in der Ungenauigkeit des Verfahrens zu sehen bzw. um diese zu verringern, in der zeitaufwändigen feineren Modellierung. Die gesuchten Parameter k_i , k_s und c_s sind wieder mit dem gleichen Fehler wie bei der analytischen Rechnung der Lagerdimensionierung behaftet.

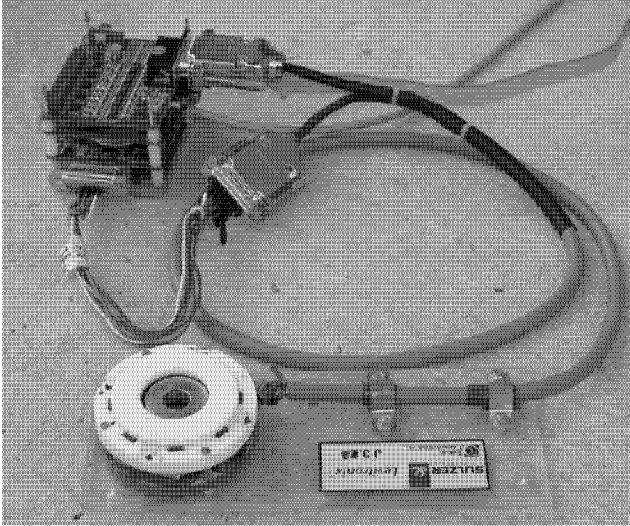


Abbildung 2.16: Motorprototyp J3.3

Eine Frequenzbereichsidentifikation des Unwuchtverhaltens wurde in Kapitel 6 durchgeführt. Die Frequenzgänge geben eine gute Information über die Kompensation der Kopplung und Steifigkeitsvariation und können so die Linearität in diesem Aspekt identifizieren (siehe Abschnitt 4.3).

Um die charakteristischen Lagerparameter k_i , k_s und c_s zu ermitteln, wurde in dieser Arbeit die verbreitete Methode der Kraftmessung angewandt.

2.5.1 Messung am Prototyp J3.3

Der in dieser Messmethode verwendete Prototyp (siehe Abbildung 2.16) unterscheidet sich von der endgültigen Anwendung als implantierbare Pumpe in den folgenden Punkten:

- externe statt integrierte Elektronik
- unvergossenes System

- einfacher statt redundanter Aufbau

Das endgültige Betriebsverhalten kann mit diesem Prototyp daher nicht getestet werden. Die charakteristischen Parameter wie Steifigkeit, Kraft-Strom-Konstante, sowie Widerstand und Induktivität werden von den oben beschriebenen Veränderungen nicht oder nur unwesentlich beeinflusst. Daher werden die Daten der Identifikation am Prototyp J3.3 für die weiteren Überlegungen verwendet.

Die Amplitude c_s der Steifigkeitsvariation k_{sv} und die des Kraft-Stromverhaltens (c_i) variieren abhängig von der Konstruktion des Eisenkreises. Der theoretische Wert von $c_s = \frac{1}{2}$ wird nur bei einem Eisenkreis ohne Sättigung oder bei weiteren Nichtidealitäten erzielt und wird bei kleineren Bauweisen, wozu die implantierbare Blutpumpe zählt, geringer, etwa $c_s = 0.25 \dots 0.35$. Weder das Material, welches ebenfalls die Parameter beeinflusst, noch die geometrische Ausführung unterscheiden sich beim Prototyp J3.3 und dem E-Serien Prototyp (erste Serie des Motorteils für das LVAD HeartMate[®]-III), sodass die Messdaten direkt auf den aktuellsten Prototyp übertragen werden können.

2.5.2 Identifikation der Blutpumpe

An dieser Stelle sollen nur einige Messresultate präsentiert werden, wobei das Verfahren bekannter Standard ist und beispielsweise in [Huett99] näher erläutert, und regelmässig bei den zu Beginn des Kapitels erwähnten Konferenzen diskutiert wurde.

Die Abbildung 2.17 präsentiert exemplarisch zwei Messresultate: Die im linken Bild dargestellte Messung der Kraft-Strom-Konstante k_i zeigt deren weitgehende Unabhängigkeit von der Referenzposition (parallele Geraden) für den Winkel $\varphi = 0$. Die Messfehler sind ausreichend gering. Die Kraft-Positionscharakteristik wurde für mehrere Referenzpositionen (die Linearität in x_{ref} wurde vorher überprüft, siehe auch Abschnitt 4.2.6) gemittelt, um k_s und c_s zu ermitteln und bestätigt das in Abschnitt 2.3 analytisch ermittelte Verhalten. Mit dem gleichen Messverfahren wurden die Variation c_i der Kraft-Strom-Konstante k_i , sowie die Kopplung identifiziert. Für die Pumpendaten wird auf das Kapitel 6 verwiesen.

2 Modellbildung

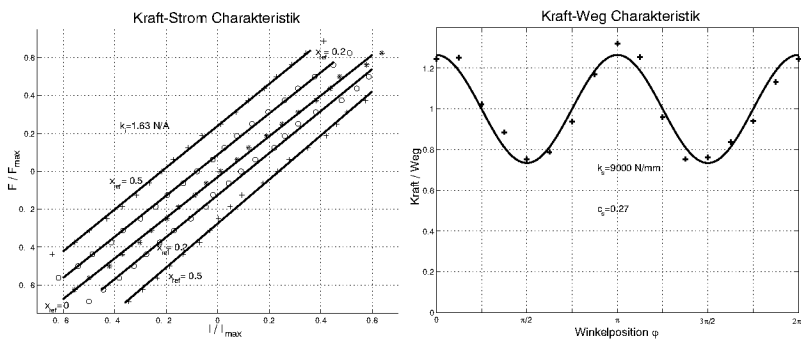


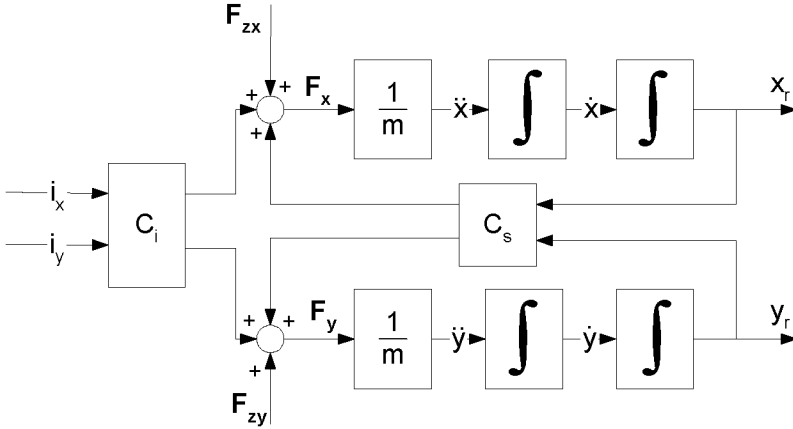
Abbildung 2.17: Kraft-Strom Linearität bei verschiedenen Positionen und Kraft-Weg Charakteristik über eine Umdrehung, gemittelt über verschiedene Positionen

2.6 Mathematisches Mehrgrößenmodell

Das Modell in Abbildung 2.18 ist die bisher diskutierte Grundlage des mathematischen Lagermodells, wobei $\mathbf{C}_i = k_i (\mathbf{I} - c_i \mathbf{C}_2)$ und $\mathbf{C}_s = k_s (\mathbf{I} + c_s \mathbf{C}_2)$. Die Dynamik des als dünne Scheibe modellierten Rotors in den Freiheitsgraden der passiven Stabilisierung wird nicht berücksichtigt, da geringe Auslenkungen angenommen werden. Für die Modellierung wird daher als translatorische Bewegung nur die in der xy -Ebene und als rotatorische jene um die z -Achse als mögliche Bewegung betrachtet. Somit erhält man mit drei Freiheitsgraden und einem Modell dritter Ordnung neun Zustände. Der Rotor befindet sich in Luft, was auch für die Regelung der kritische Bereich ist, und auch die mechanische Dämpfung des Motors werde vernachlässigt. Der Rotor wird als Starrkörper betrachtet und daher wird die Flexibilität der Scheibe und auch des Stators nicht beachtet. Für den in der Applikation relevanten Drehzahlbereich können rotordynamische Aspekte vernachlässigt werden, wodurch die Dynamik der Verkippungen und die daraus resultierenden Kreiseffekte nicht weiter analysiert werden.

$$m \ddot{\tilde{\mathbf{p}}} = \mathbf{F}_m - \mathbf{F}_l \quad (2.27)$$

$$J_z \ddot{\varphi} = M - M_l \quad (2.28)$$


 Abbildung 2.18: Lagermodell C_i , C_s

Die Bewegungsgleichungen 2.27 und 2.28 beschreiben das Übertragungsverhalten des mechanischen Teils des Lagers. Wird gemäss Abschnitt 2.4.1 linearisiert, werden für die Ruhelage die rechten Seiten von 2.27 und 2.28 zu Null und man erhält die in Gleichung 2.29 und 2.30 dargestellte stationäre Lösung.

$$m\ddot{\mathbf{p}} = \underbrace{\mathbf{F}_m(\tilde{\mathbf{i}}, \bar{\mathbf{p}}) - \mathbf{F}_l}_{=0} + k_i (\mathbf{I} + c_i \mathbf{C}_2) \mathbf{i} + k_s (\mathbf{I} + c_s \mathbf{C}_2) \mathbf{p} \quad (2.29)$$

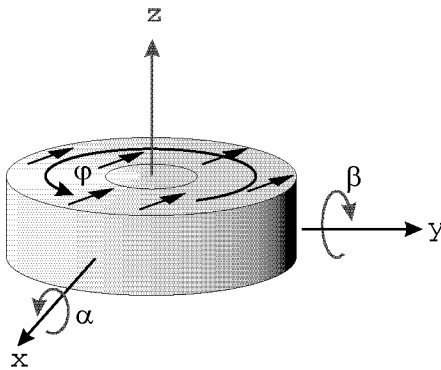
$$J_z \ddot{\varphi} = \underbrace{M(\tilde{\mathbf{i}}, \bar{\mathbf{p}}) - M_l}_{=0} + \frac{m}{2} \Psi_{PM} i_m \quad (2.30)$$

wobei

$$\tilde{\mathbf{p}} = \mathbf{p} + \bar{\mathbf{p}} \quad , \quad \tilde{\mathbf{i}} = \mathbf{i} + \bar{\mathbf{i}}$$

mit den Arbeitspunktgrössen $\bar{\mathbf{p}}$ und $\bar{\mathbf{i}}$ und den variablen Grössen \mathbf{p} und \mathbf{i} .

Gleichung 2.30 stellt ein allgemeines Modell des zweipoligen PM-Synchronantriebes dar, wobei vereinfacht in guter Näherung eine lineare



Von den sechs Freiheitsgraden werden drei aktiv und drei passiv stabilisiert. Die axiale Position z und die Verkippungen α und β werden passiv stabilisiert. Die Freiheitsgrade der Verschiebung in der Ebene x, y und die Rotation φ müssen hingegen aktiv mit einer Regelung stabilisiert werden.

Abbildung 2.19: Koordinatensystem des permanentmagnetischen Rotors

Beziehung zwischen dem Momentstrom und dem generierten Drehmoment angenommen wird. Für detailliertere Ausführungen zum Modell des Antriebes wird auf [Barl98] verwiesen.

2.6.1 Modell für Spannungseinprägung

Da das Modell für die Stellgröße Spannung erforderlich ist, muss das Verhalten des elektrischen Systems mitberücksichtigt werden. Zusätzlich zur einfachen Kaskadierung des Spannungs-Stromverhaltens und des Strom-Positions Modells muss noch die vom Rotor bei einer translatorischen Bewegung induzierte Spannung mitberücksichtigt werden. Dies wirkt sich in der Modellerweiterung vereinfacht als Rückkopplung der Geschwindigkeit mit k_i auf die Stellgröße aus (siehe Abbildung 2.20) und fließt in das normierte Modell mit \mathbf{P}_{ki} ein. Für die Herleitung wird auf [Silb00] verwiesen. In Systemen, in denen die elektrische Zeitkonstante viel kleiner als die mechanische ist, kann eine Vereinfachung getroffen werden: Der Strom folgt der Stellgröße Spannung beinahe verzögerungsfrei, weshalb in diesen Fällen die Ordnung des Systems nicht um die des elektrischen Systems erweitert werden muss. Für eine Dynamikabschätzung dazu wird auf das Kapitel 3 verwiesen. Im vorliegenden System führt diese Ord-

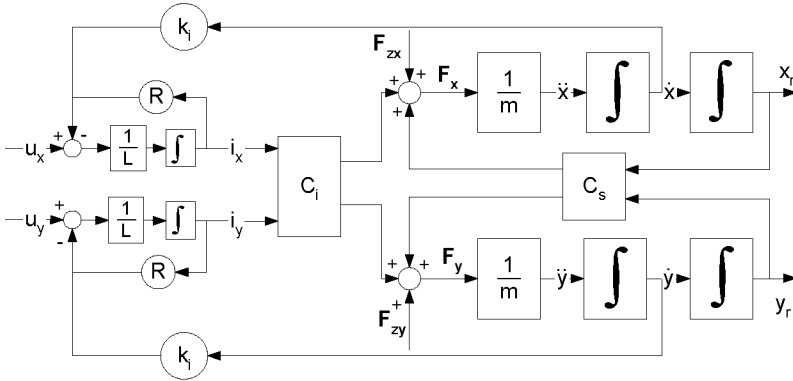


Abbildung 2.20: Lagermodell für Spannungseinprägung

nungsreduktion zu einem sehr langsamen und daher schlechten Regelverhalten.

Mit den Vektorpaaren für die Lagerung,

$$\mathbf{i} = [i_x \ i_y]^T \quad \mathbf{p} = [x \ y]^T \quad \dot{\mathbf{p}} = [v_x \ v_y]^T \quad (2.31)$$

dem Vektor der Stelleingänge \mathbf{u} und Zustände $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^9$:

$$\mathbf{u} = [u_x \ u_y \ u_m]^T \quad \mathbf{x} = [\mathbf{i} \ i_m \ \mathbf{p} \ \varphi \ \dot{\mathbf{p}} \ \omega]^T \quad (2.32)$$

und den vereinfachten Widerstands- (\mathbf{R}) und Induktivitätsmatrizen (\mathbf{L}) für das elektrische System:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_L & 0 \\ 0 & L_L \end{bmatrix} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_L & 0 \\ 0 & R_L \end{bmatrix}$$

Kombiniert man das elektrische mit dem mechanischen Teilsystem, so wird das normierte Modell des lagerlosen Scheibenmotors in Form

2 Modellbildung

eines nichtlinearen Differentialgleichungssystems erster Ordnung mit dem Ausgangsvektor \mathbf{y} beschrieben als:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= h(\mathbf{x})\end{aligned}\tag{2.33}$$

mit

$$\begin{aligned}g(\mathbf{x}) &= \begin{bmatrix} \mathbf{T}_L^{-1} \cdot \mathbf{P}_L & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & P_m \end{bmatrix} \\ h(\mathbf{x}) &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_3 & \mathbf{I}_3 & \mathbf{0}_3 \end{bmatrix} \mathbf{x}\end{aligned}$$

$f(\mathbf{x})$ und $g(\mathbf{x})$ sind reelle glatte Vektorfelder in \mathbb{R}^9 .

$$f(\mathbf{x}) = \begin{cases} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{i} &= -\mathbf{T}_L^{-1} \cdot \mathbf{i} - \mathbf{P}_{ki} \cdot \mathbf{p} \\ \frac{\partial}{\partial t} i_m &= -\frac{R_A}{L_A} i_m \\ \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{p} &= \mathbf{I}_2 \cdot \mathbf{p} \\ \omega &= \dot{\varphi} \\ \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{p} &= \mathbf{T}_{ki}^{-1} \mathbf{L} \cdot \mathbf{i} + \frac{1}{T^2} (\mathbf{I}_2 + c_s \mathbf{C}_2) \cdot \mathbf{p} \\ \frac{\partial}{\partial t} \omega &= \frac{m}{2} \Psi_{PM} i_m \end{cases}$$

Das in Gleichung 2.33 dargestellte Modell wurde für den Signalprozessor normiert (siehe Tabelle 2.1). Es werden daher in der Dimensionierung des Reglers die Eingänge (Stellgrößen), die Ströme (Messgrößen), die Positionen und die Winkellage (Ausgänge, Messgrößen) auf ihren Maximalwert normiert. Um vom normierten zum einheitenbehafteten physikalischen Modell zu gelangen, müssen nur alle Maximalgrößen auf „1“ gesetzt werden. Folgende Parameter wurden für die Normierung gewählt:

$$\mathbf{T}_L = \mathbf{L} \mathbf{R}^{-1}, \quad \mathbf{P}_L = \mathbf{R}^{-1} \frac{u_{\max}}{i_{\max}}, \quad T^2 = \frac{m}{k_s}\tag{2.34}$$

$$P_m = \frac{u_{\max}}{L_A i_{\max}}, \quad \mathbf{P}_{ki} = \mathbf{L}^{-1} k_i \frac{x_{\max}}{i_{\max}}, \quad \mathbf{T}_{ki} = \mathbf{L} \frac{m}{k_i} \frac{x_{\max}}{i_{\max}}\tag{2.35}$$

Da die berücksichtigte Nichtlinearität eine übersichtlichere Darstel-

2 Modellbildung

	Grösse vor Nor- mierung	Grösse nach Nor- mierung	Bezeich- nung
Zeitkonstante Induktivität	$\frac{L}{R} = T_L$	$\frac{L}{R}$	T_L
Induktivität: Faktor $\frac{1}{R}$	$\frac{1}{R}$	$\frac{1}{R} \frac{u_{max}}{i_{max}}$	\mathbf{P}_L
Kraft-Strom-Konstante	k_i	$\frac{k_i}{k_s} \frac{i_{max}}{x_{max}}$	$\mathbf{L}T_{ki}^{-1}$
Kraft-Positions-Konstante	k_s	1	1
Masse	m	$\frac{m}{k_s}$	T^2

Tabelle 2.1: Zur Normierung

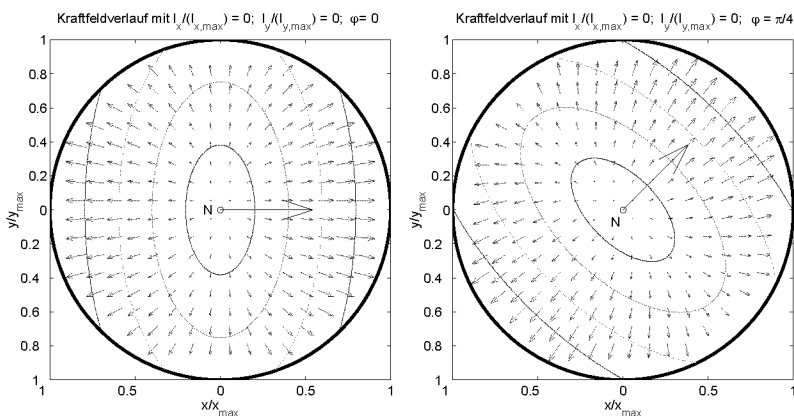


Abbildung 2.21: Kraftvektorfelder des Lagers für die Winkel $\varphi = 0$ und $\varphi = \frac{\pi}{4}$

2.7 Analyse des Lagers

Um die Suche nach der optimalen Regelung zu vereinfachen, wird hier noch das Lager unter praktischen Gesichtspunkten genauer untersucht (siehe auch [HaHi00]). In einem ersten Schritt wird das Verhalten der Regelstrecke bei einer Auslenkung aus der Gleichgewichtslage betrachtet. Es fließt kein Strom in den feldorientierten Phasen i_x und i_y . In den Abbildungen 2.21 und 2.22 sind die Kraftvektorfelder für verschiedene Winkel φ aufgetragen. Für die Berechnung der Vektorfelder wurde die nichtlineare Bewegungsgleichung 2.29 herangezogen. Die Abbildungen stellen die Kraftvektoren bezüglich ausgesuchter

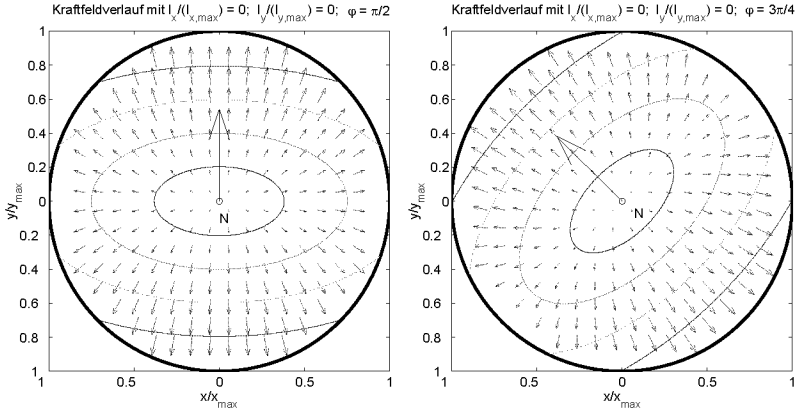


Abbildung 2.22: Kraftvektorfelder des Lagers für die Winkel $\varphi = \frac{\pi}{2}$ und $\varphi = \frac{3\pi}{4}$

Punkte dar. Die Länge der Vektoren wurde aus Darstellungsgründen skaliert und hat keine physikalische Bedeutung. Damit der Einfluss der Kopplungs- (k_{sc}) und Steifigkeitsvariation (k_{sv}) besser deutlich gemacht werden kann, sind zusätzlich einige Isodynamen¹ (in elliptischer Form) eingezeichnet. Die Magnetisierungsrichtung des Rotors ist mit einem Pfeil gekennzeichnet. Die Gleichgewichtslage bleibt im Ursprung des geometrischen Koordinatensystems xy . Mittels der Isodynamen wird die Winkelabhängigkeit der Lager verdeutlicht. Ziel der Regelung ist es, sich an das variierende Kraftfeld anzupassen bzw. dessen Variation zu kompensieren.

Nachdem in der ersten Betrachtung keine Ströme eingepreßt wurden, wird in einem zweiten Schritt untersucht, wie sich ein Strom auf der Phase x auf das Kraftfeld auswirkt. Dazu wird der feldorientierte Strom

$$i_x = \frac{1}{4} i_{max}$$

eingepreßt. In den Abbildungen 2.23 und 2.24 ist die Auswirkung des Stromes i_x dargestellt. Die Gleichgewichtslage, die sich für jeden Winkel φ ändert, beschreibt eine Kreisbahn, deren Radius von

¹Als Isodynamen wird die Menge aller Punkte bezeichnet, auf die die betragsmäßig gleiche Kraft wirkt

2 Modellbildung

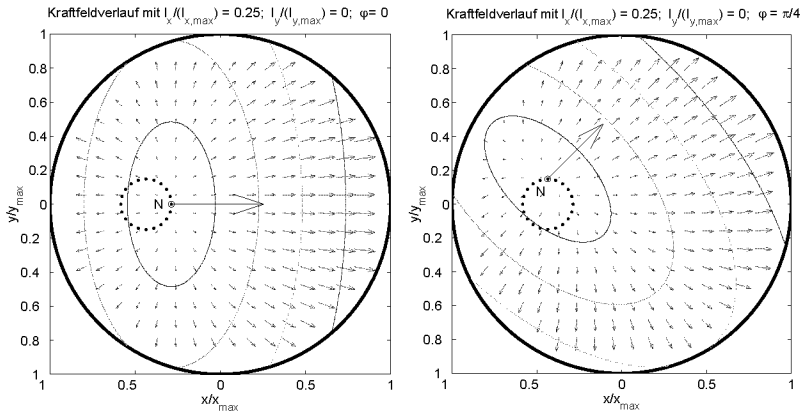


Abbildung 2.23: Kraftvektorfelder des Lagers bei Bestromung für die Winkel $\varphi = 0$ und $\varphi = \frac{\pi}{4}$

c_s abhängt und für $c_s = 0$ zu einem Punkt wird. Die fetten Punkte markieren die Gleichgewichtslagen bei verschiedenen Winkeln φ , aber gleichbleibendem Strom.

Für den Betrieb mit linearer Regelung bedeutet dies, dass bei einer Auslenkung aus der magnetischen Nulllage (wo der Rotor kräftefrei ist), der Rotor bei konstanter Bestromung eine Kreisbahn durchläuft. Da die Sensorik dies aber detektiert, muss das Lager variierend bestromt werden, um den Rotor in einer festen Position zu halten.

Für einen möglichst leistungssparenden Betrieb muss sich der Rotor so oft und so nahe wie möglich im oder am Gleichgewichtspunkt $P(x_{F_a}, y_{F_a})$ befinden. Darunter wird jene geometrische Lage verstanden, wo die von aussen aufgebrauchte resultierende Kraft \mathbf{F}_a von der aus der geometrischen Abweichung vom magnetischen Zentrum her rührenden inneren Kraft \mathbf{F}_i kompensiert wird:

$$\mathbf{0} = \mathbf{F}_a + \mathbf{F}_i(x_{F_a}(\varphi), y_{F_a}(\varphi), \varphi)$$

Dieser Gleichgewichtspunkt hängt bei linearer Regelung und konstanter Kraft \mathbf{F}_a aber von der Winkellage φ ab. Für eine äussere re-

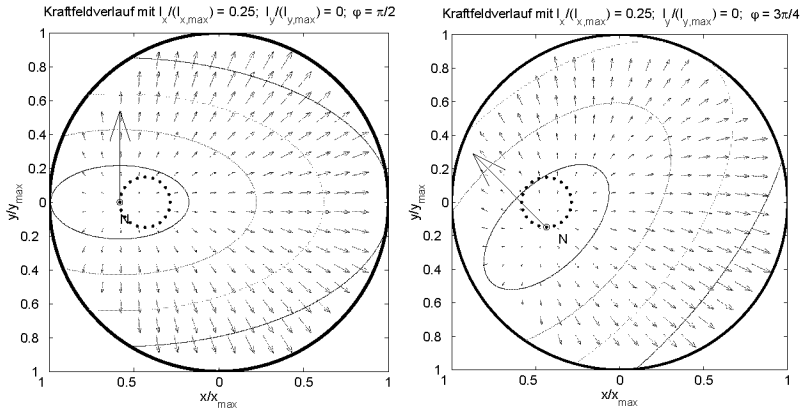


Abbildung 2.24: Kraftvektorfelder des Lagers bei Bestromung für die Winkel $\varphi = \frac{\pi}{2}$ und $\varphi = \frac{3\pi}{4}$

sultierende Kraft

$$\mathbf{F}_a < \frac{k_s (1 - c_s)}{m} \cdot \begin{bmatrix} x_{max} \\ x_{max} \end{bmatrix} < F_{max}$$

existiert also ein geometrischer Ort für alle Winkel φ , wo ohne das Aufbringen einer zusätzlichen Reglerkraft \mathbf{F}_R ein (instabiles) Gleichgewicht herrscht. In Abbildung 2.25 sind die Gleichgewichtspunkte für eine äussere Kraft von

$$\mathbf{F}_a = \begin{bmatrix} -\frac{F_{max}}{4} \\ -\frac{F_{max}}{4} \end{bmatrix}$$

aufgetragen. Wiederum bewegt sich die Gleichgewichtslage in Abhängigkeit des Winkels φ auf einem Kreis. Der Durchmesser des Kreises beträgt (für $c_s = \frac{1}{2}$) $\frac{1}{6}$ der Länge x_{max} .

2 Modellbildung

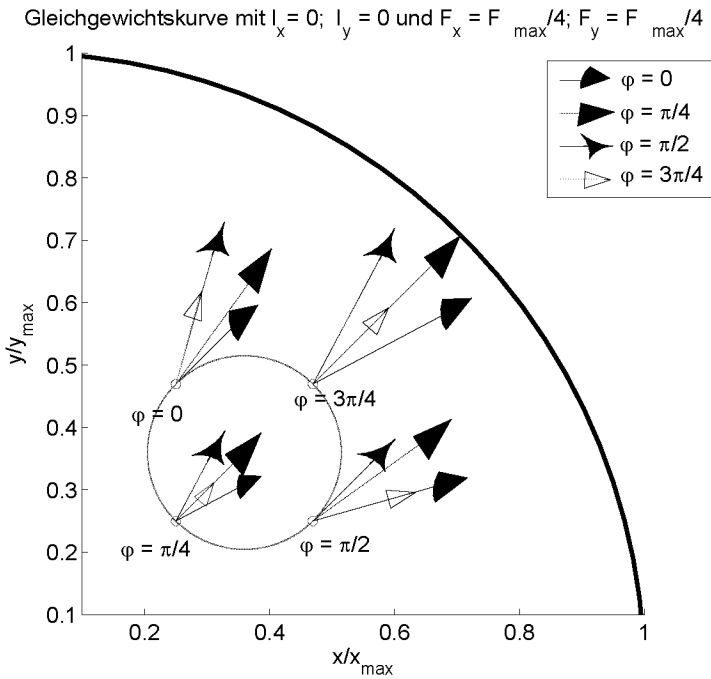


Abbildung 2.25: Kraftvektorfelder des Lagers für unterschiedliche Winkel φ

Kapitel 3

Digitale Regelung

Wie in Abschnitt 2.6 erwähnt, sind drei Freiheitsgrade aktiv zu stabilisieren bzw. zu regeln. Dieses Kapitel widmet sich hauptsächlich der Regelung der instabilen radialen Rotorposition. Die digitale Implementierung ermöglicht eine freie und daher auch aufwändigere Reglerstruktur. Während das Lager bereits mittels PD-Regelung stabilisierbar ist, existiert mittlerweile auch umfangreiche Literatur an komplexen Regelungsalgorithmen. In diesem Kapitel wird die Nichtlinearität des Lagers bezüglich des Strom-Kraftverhaltens und des Positions-Kraftverhaltens, sowie der Kopplung für den Entwurf einer geeigneten Regelung mit dem Ziel der Minimierung berücksichtigt. Weiters soll in diesem Kapitel die Frage, welche Vorteile von der nichtlinearen Regelung auf lagerlosen Scheibenmotoren erwartet werden können, zumindest ansatzweise beantwortet werden.

3.1 Konzepte

Die Wahl des geeigneten Regelkonzeptes erfordert einen Vergleich möglicher Varianten. Am weitesten verbreitet in den praktischen Anwendungen von Magnetlagern sind PD bzw. PID-Regler. Deren geringe Komplexität bezüglich Entwurf, Einstellbarkeit und Implementierung beinhaltet gleichzeitig deren grössten Nachteil. Da dieser allgemeine lineare Regler auf vieles im Regelkreis nicht Rücksicht nehmen

kann, kann auch die Reglerperformance nur grob optimiert werden. Genaue Informationen hoher Systemordnung fließen in den Entwurf eines PID-Reglers nur unwesentlich ein. Je schlechter also ein Modell bekannt ist, desto einfacher werden mittels PID-Regelung vergleichsweise bessere Resultate erzielt, da dieser auch gleichzeitig die einfachste Form eines robusten Reglers darstellt. In [Kan94] werden einige Varianten für Magnetlager verglichen. PID-Regelung, Zustandsregelung (LQG), H_∞ -Regelung und Sliding Mode (Gleitmodus)-Regler (SMR), welche auch bei nichtlinearen Regelungen und Mehrgrössensystemen häufig Anwendung finden, werden einander gegenübergestellt. Für Anwendungen, in denen nichtlineare, robuste Regelung erforderlich ist, zeigt sich SMR als erfolgreich. Bei der H_∞ und PID-Regelung wurden die grossen Phasen- und Verstärkungsreserven, welche zu einem besonders guten Stabilitätsverhalten führen, betont. Eine besonders hohe Robustheit wurde bei der Zustandsregelung, speziell für die höheren Frequenzen, als der bedeutendste Vorteil erachtet. Bei der SMR Variante wurde bei tiefen Frequenzen eine hohe Robustheit, bei höheren Frequenzen allerdings eine schlechtere festgestellt. Bei einem Vergleich der Anstiegszeiten für Impulsantworten und bei der Störunterdrückung wurden die PID- gleichauf mit der Zustandsregelung als beste Varianten ermittelt. In anderen Arbeiten wurden noch die weniger verbreiteten Regelungskonzepte, wie die Anwendung der Theorie der neuronalen Netzwerke auf Magnetlager, die selbstlernende Regelung, die adaptive Regelung ([Frik84]), die Fuzzy Regelung, die Theorie der Q-parametrisierung und die an Bedeutung gewinnende μ -Synthese (zusammengefasst in [Yeh98]) untersucht.

3.1.1 PID-Regelung

Da für die Lageregelung die PID-Regelung die vergleichsweise Einfachste ist, ist auch deren Optimierungspotential beschränkt. Gestaltungsmöglichkeiten bestehen bei der Implementierung, indem man beispielsweise den Regler in PD-Teil und Integralteil aufspaltet, oder auch dreiteilig (P,D,I) implementiert. Damit wird eine, im DSP vorteilhafte, Gewichtung durch verschiedene Begrenzungen möglich. Theoretisch soll natürlich diese Grenze nie erreicht werden, was im Dauerbetrieb auch der Fall ist, beim Aufstartvorgang aber verletzt wird. In vielen Anwendungen bei Magnetlagern ist die Stellgrösse des PID-

Reglers der Strom. Das System wurde dadurch vereinfacht, da die Dynamik des elektrischen Systems als ideal schnell betrachtet wird. Dies wird häufig unter Verwendung einer unterlagerten Stromregelung in guter Näherung erreicht. Damit werden auch beim vorliegenden System gute Resultate erzielt, wodurch diese lineare Eingrößenregelung als Referenz für vergleichende Messungen dient. Die Winkellage des Rotors hat allerdings keinen Einfluss auf den Regler. Im vorliegenden System bleiben daher die Nachteile der Steifigkeitsvariation und Kopplung bestehen.

3.1.2 Entkopplung - Kompensation

Für die lineare Regelung besteht die Möglichkeit, das normierte Modell 2.33 bzw. 2.36 vom Antrieb zu entkoppeln und den Winkel als Parameter einzuführen:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}(\varphi) \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}^* \cdot \mathbf{x} + \mathbf{D} \cdot \mathbf{u} \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\mathbf{A}(\varphi) = \begin{bmatrix} -\mathbf{T}_L^{-1} & \mathbf{0}_2 & -\mathbf{P}_{ki} \\ \mathbf{0}_2 & \mathbf{0}_2 & \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{L}\mathbf{T}_{ki}^{-1} (\mathbf{I} + c_i \mathbf{C}_2) & \frac{1}{T^2} (\mathbf{I}_2 + c_s \mathbf{C}_2) & \mathbf{0}_2 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= \left[\mathbf{T}_L^{-1} \cdot \mathbf{P}_L \quad \mathbf{0}_2 \quad \mathbf{0}_2 \right]^T \\ \mathbf{C}^* &= \left[\mathbf{0}_2 \quad \mathbf{I}_2 \quad \mathbf{0}_2 \right] \\ \mathbf{D} &= \left[\mathbf{0}_2 \right] \end{aligned}$$

Unter einem Entkopplungsregler wird ein Mehrgrößenregler verstanden, der Kopplungen derart kompensiert, dass sich das Mehrgrößensystem wie die entsprechende Zahl unabhängiger Eingrößensysteme verhält. Im vorliegenden Fall handelt es sich um die häufigste Variante, bei der die Anzahl der Stelleingänge \mathbf{u} gleich der Anzahl

3 Digitale Regelung

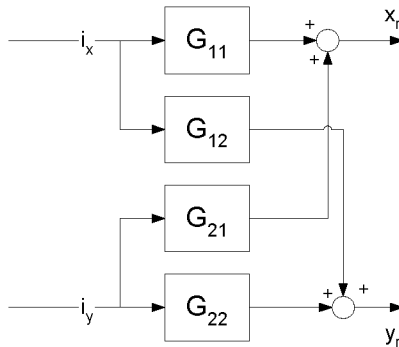


Abbildung 3.1: Kopplung

der Ausgänge \mathbf{x} ist. Durch die fehlende Störinteraktion der einzelnen Kreise wird von einer Entkopplungsstruktur im industriellen Einsatz eine höhere Robustheit erwartet und eine gute Robustheit gegenüber Parameterschwankungen gefordert. Die häufig für den Entwurf der Entkopplungsregelung erforderlichen Matrizenoperationen führen zu hoher Parametersensitivität und oft schlechter Robustheit ([Jani87]). Für Varianten zur Entkopplung häufig vorkommender Strukturen siehe [Bert90].

Das gekoppelte Übertragungsverhalten von Strom zu Position (zur Vereinfachung unter Vernachlässigung von c_i) lässt sich in vier Blockübertragungsfunktionen darstellen (siehe Abbildung 3.1):

$$G_{11} = \frac{k_i \frac{i_{\max}}{x_{\max}}}{ms^2 - k_s(1 + c_s \cos(2\varphi))} \quad , \quad G_{xy} = \frac{c_s \sin(2\varphi)}{ms^2 - k_s(1 + c_s \cos(2\varphi))}$$

$$G_{yx} = \frac{c_s \sin(2\varphi)}{ms^2 - k_s(1 - c_s \cos(2\varphi))} \quad , \quad G_{22} = \frac{k_i \frac{i_{\max}}{x_{\max}}}{ms^2 - k_s(1 - c_s \cos(2\varphi))}$$

$$G_{ges} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{11}G_{xy} \\ G_{22}G_{yx} & G_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix}$$

Eine mögliche modellbasierte Entkopplung im Zustandsraum für ein derartiges System wird beispielsweise in [Falb67] vorgeschlagen und

auch in [Aesch00] auf Magnetlager angewandt. Verwendet man eine Regelung gemäss

$$\mathbf{u} = -K_b \mathbf{x}$$

so ermittelt sich der entkoppelnde Rückkopplungspfad zu

$$K_b = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1^T \mathbf{A}^2 \mathbf{B} \\ \mathbf{C}_2^T \mathbf{A}^2 \mathbf{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1^T \mathbf{A}^3 + \sum_{\lambda}^2 \mathbf{w}_{1\lambda} \mathbf{C}_1^T \mathbf{A}^{\lambda} \\ \mathbf{C}_2^T \mathbf{A}^3 + \sum_{\lambda}^2 \mathbf{w}_{2\lambda} \mathbf{C}_1^T \mathbf{A}^{\lambda} \end{bmatrix}$$

wobei die Vektoren w_i gemäss Polvorgabe (siehe 3.2) gewählt werden können, um das gewünschte Verhalten zu erzielen (bei achsialer Symmetrie wird $w_1 = w_2$ gewählt). Diese Variante ist natürlich nur im Stillstand ($\omega = 0$) korrekt und führt nur bei geringen Rotationsgeschwindigkeiten zu guten Resultaten. Darüber hinaus muss die Dynamik gesondert kompensiert werden. Fließt die Geschwindigkeit in die Betrachtung mit ein, so muss von der vereinfachten auf die nichtlineare Betrachtung gewechselt werden (siehe Abschnitt 3.4).

3.2 Lineare Zustandsregelung

Die Aufgabe des Reglers ist es, den Rotor bei vorhandenem Sensorrauschen, externen Störungen und einer Modellunsicherheit möglichst gut in der Ruhelage, also in der Mittelposition des Lagers, zu halten. Diese Ansprüche entsprechen einer möglichst hohen Robustheit. Bei Magnetlagern steht daher nicht das Führungsproblem, sondern die bestmögliche Störunterdrückung im Vordergrund.

Zustandsregler für aktive Magnetlager sind weit verbreitet, häufig spezialisiert und seit langem (siehe z.B. [Schw94]) eingesetzt und in der Literatur ausführlich behandelt. Die Auslegung einer diskreten Zustandsregelung (LQR) für ein diskretes System gemäss Gleichung 3.1 für eine fixe Rotorposition, z.B: $\varphi = \frac{\pi}{4}$ führt auf die Zustandsrückführung K und die quadratische Optimierungs- oder Kos-

3 Digitale Regelung

tenfunktion J^1 [Lev96]:

$$\mathbf{u}_k = -K\mathbf{x}_k \quad \text{wobei} \quad K = (\mathbf{B}^T\mathbf{S}\mathbf{B} + \mathbf{R})^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{S}\mathbf{A}$$
$$J = \sum_{k=0}^{\infty} (\mathbf{x}^T(k)\mathbf{Q}\mathbf{x}(k) + \mathbf{u}^T(k)\mathbf{R}\mathbf{u}(k))$$

mit den symmetrischen Matrizen \mathbf{Q} (positiv semidefinit) und \mathbf{R} (positiv definit)², welche Gewichtungsmatrizen zur gezielten Beeinflussung des Reglerentwurfes sind. Man erhält damit die diskrete Riccati-Gleichung

$$\mathbf{A}^T\mathbf{S}\mathbf{A} - \mathbf{S} - (\mathbf{A}^T\mathbf{S}\mathbf{B})(\mathbf{B}^T\mathbf{S}\mathbf{B} + \mathbf{R})^{-1}(\mathbf{B}^T\mathbf{S}\mathbf{A}) + \mathbf{Q} = 0$$

mit der Lösung \mathbf{S} , einer positiv semidefiniten Matrix, welche zur gesuchten Rückkopplung K führt. Für \mathbf{S} gibt es genau dann eine eindeutig bestimmte Lösung, wenn die Strecke steuerbar ist. Der gemäss dieses Gesetzes rückgekoppelte geschlossene Kreis ist für alle zulässigen Matrizen \mathbf{Q}, \mathbf{R} asymptotisch stabil. Die Wahl der optimalen Gewichtungsmatrizen lässt sich am besten in der Simulation ermitteln, wobei beispielsweise ein grösseres \mathbf{R} einer verringerten Stellgrösse entspricht. Es lässt sich damit ein für die Anwendung optimierter Kompromiss zwischen schnellem Einschwingverhalten und geringer Stellgrösse erzielen.

Dieser, beispielsweise in MATLAB[®] entworfene Regler, bewirkt ein mit der optimierten PID-Regelung vergleichbares Verhalten. Die Problematik der Winkelabhängigkeit bleibt und daher auch das Verbesserungspotential. Der entworfene lineare entkoppelte Regler für die Lageregelung:

$$K = \left[k_{\mathbf{i}} \quad k_{\mathbf{p}} \quad k_{\dot{\mathbf{p}}} \right]^T$$

¹Um zwei Eingrössensysteme behandeln zu können, wird $c_s = 0$ und $c_i = 0$ gesetzt.

²semidefinit: $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T \geq 0 \rightarrow \mathbf{Q} = \mathbf{D}^T\mathbf{D}$, definit: $\mathbf{R} = \mathbf{R}^T > 0$

dient als Grundlage der in Abschnitt 3.4 entworfenen nichtlinearen Regelung.

3.2.1 Geregelte Steifigkeit

Um den Begriff der geregelten Steifigkeit zu erläutern, wird Gleichung 2.29 in normierter Schreibweise benötigt:

$$\ddot{\mathbf{p}} = \mathbf{L}\mathbf{T}_{ki}^{-1}(\mathbf{I} + c_i\mathbf{C}_2)\mathbf{i} + \frac{1}{T^2}(\mathbf{I} + c_s\mathbf{C}_2)\mathbf{p} \quad (3.3)$$

Bei sehr hoher Dynamik des elektrischen Systems, oder auch bei schneller Stromregelung kann das System mit reduzierter Ordnung, also zweiter statt dritter, betrachtet und die Zeitkonstante des elektrischen Systems vernachlässigt werden. Das Gesamtsystem inklusive Regler wird dann wie folgt beschrieben:

$$\begin{aligned} \ddot{\mathbf{p}} + \mathbf{R}^{-1}k_{(\dot{\mathbf{p}})}\mathbf{L}\mathbf{T}_{ki}^{-1}(\mathbf{I} + c_i\mathbf{C}_2)\dot{\mathbf{p}} \\ + \left(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{L}\mathbf{T}_{ki}^{-1}k_{\mathbf{p}} - \frac{1}{T^2}\mathbf{I}\right)(\mathbf{I} + c_s\mathbf{C}_2)\mathbf{p} = 0 \end{aligned} \quad (3.4)$$

mit den normierten Parametern der Zustandsregelung $k_{\mathbf{p}}$ und $k_{(\dot{\mathbf{p}})}$.

$$m\ddot{\mathbf{p}} + \mathbf{D}_{RL}\dot{\mathbf{p}} + \mathbf{C}_{RL}\mathbf{p} = 0$$

für $c_i = 0$ und $c_s = 0$ erhält man zwei lineare Eingrößensysteme und ein Koeffizientenvergleich führt zur Magnetlagerdämpfung d_{RL} und zur geregelten Steifigkeit c_{RL} :

$$\begin{aligned} d_{RL} &= k_{(\dot{\mathbf{p}})} \frac{k_i}{R} \frac{i_{\max}}{x_{\max}} \\ c_{RL} &= k_{\mathbf{p}} \frac{k_i}{R} \frac{i_{\max}}{x_{\max}} - k_s \end{aligned}$$

3 Digitale Regelung

Um die Hurwitzbedingung für die Stabilität zu erfüllen, muss $c_{RL} > 0$ und daher $k_{\mathbf{p}} > \frac{R \cdot k_s}{k_i} \frac{x_{\max}}{i_{\max}} = k_{\mathbf{p}_{\min}}$ gelten. In [Schw94] wird als Faustregel und Ausgangsposition zur Auslegung die *natürliche* Steifigkeit $k_{\mathbf{p}} = 2 \cdot k_{\mathbf{p}_{\min}}$ empfohlen. *Natürlich* deshalb, weil somit die mittels Regelung erzielte Gesamtsteifigkeit betragsmässig der unregulierten entspricht.

Die Eigenfrequenz des geregelten Systems lautet daher

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{c_{RL}}{m}}$$

ist bei linearer Regelung winkelabhängig und variiert daher bei natürlicher Steifigkeit.

$$\omega_0(\varphi) = \sqrt{\frac{(1 - c_s \cos(2\varphi))k_s}{m}}$$

Ein Ziel der nichtlinearen Regelung ist es, die geregelte Steifigkeit vom Winkel unabhängig zu machen und daher auch die Eigenfrequenz konstant zu halten.

3.2.2 Beobachter

Der in Abschnitt 3.2 entworfene Zustandsregler kann ohne weitere Funktionen nicht eingesetzt werden, da aus messtechnischen Gründen der vollständige Zustandsvektor nicht zur Verfügung steht, weshalb ein Zustandsbeobachter verwendet wird. Häufig kennt man nur den Eingang (Stellgrösse) und den Ausgang der Strecke. Bei den untersuchten Scheibenmotoren besteht weiters die Möglichkeit, die Ströme zu messen, womit nur die translatorische Geschwindigkeit beobachtet werden muss. Die einfachste Form, die z.B. in [Silb00] bei Magnetlagern eingesetzte Differentiation der Position, führte in der vorliegenden Arbeit zu keinem zufriedenstellenden Resultat. Die Zustände Antriebsstrom und Winkel werden ebenfalls gemessen und die Rotationsgeschwindigkeit daraus rechnerisch ermittelt.

Es ist daher möglich, einen reduzierten Beobachter für die Schätzung der Geschwindigkeit in der xy -Ebene zu verwenden. Reduziert und

3.2 Lineare Zustandsregelung

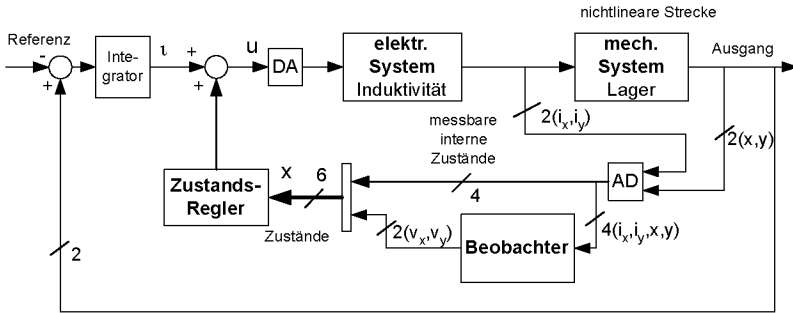


Abbildung 3.2: Zustandsregler mit reduziertem Beobachter

damit vereinfacht deshalb, da das mechanische Teilsystem zweiter statt dritter Ordnung ist.

Für den Entwurf des linearen Beobachters ($r_B, c_s = 0$ und $c_i = 0$) wird daher folgendes System verwendet:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_{rB} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_{rB} \cdot \mathbf{i} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_{rB} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{D}_{rB} \cdot \mathbf{i} \\ \mathbf{A}_{rB} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_2 & \mathbf{I}_2 \\ \frac{1}{T^2} & \mathbf{0}_2 \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_{rB} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_2 & \mathbf{L} \mathbf{T}_{ki}^{-1} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{C}_{rB} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & \mathbf{0}_2 \end{bmatrix} \\ \mathbf{D}_{rB} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Gemäss Empfehlung in [Schw94] wurde darauf geachtet, dass die Beobachterpole des reduzierten Beobachters zwei bis drei mal schneller als die Systempole sind. Der Entwurf erfolgte ebenfalls in MATLAB[®], wobei als Entwurfsparameter Kovarianzmatrizen des Mess- und Streckenrauschens zu wählen sind. Auch hier ist durch Gewichtung ein Kompromiss zwischen schnellem Einschwingen des Regelfehlers und geringem Rauschen erforderlich. Das Entwurfsziel ist die Minimierung P der Kovarianz E des bleibenden Fehlers $v_k - \hat{v}_k$. Für weitere Theorie wird auf die Online Dokumentation von Mathworks, [Allg01]

3 Digitale Regelung

und [Lev96] verwiesen. Beobachter dieses Entwurfes werden auch Kalman-Bucy-Filter genannt.

$$P = \lim_{k \rightarrow \infty} E(v_k - \hat{v}_k)(v_k - \hat{v}_k)$$

In der Literatur finden sich zahlreiche nichtlineare Beobachterentwürfe. Es zeigte sich im praktischen Einsatz jedoch keinerlei Verbesserung gegenüber einem linearen Beobachter, der eine deutlich geringere Komplexität aufweist, weshalb dessen Verwendung nicht weiterverfolgt wurde.

Der aus Beobachter und Zustandsregler zusammengesetzte Gesamtregler wird auch als LQG-Regler bezeichnet. Um mittels der Kombination von reduziertem oder Teilbeobachter und vollständigem Zustandsregler eine geschlossene Stabilität zu gewährleisten, kann man sich eines Prinzips der linearen Regeltheorie bedienen: Aufgrund des Separationsprinzips linearer Systeme für die Stabilität des geschlossenen Kreises, ist die Kombination aus Beobachter und Zustandsregler dann stabil, falls die Regler- und Beobachterpole unabhängig stabil sind (vgl. [Allg01] und [Kail80]). Damit ist bei getrenntem Entwurf von Zustandsregler und Beobachter die Stabilität bewiesen.

3.2.3 Integrator

Für die Positionsregelung ist es wichtig, dass keine bleibende Regelabweichung existiert. Eine konstante Störkraft, beispielsweise an der Stelle des Auslasses im Pumpbetrieb wirkend, muss also ausgeregelt werden. Wirkt auf das diskretisierte System die Störung d_k , so folgt (siehe auch [Schl97]):

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}_k + \mathbf{B}\mathbf{u}_k + \mathbf{f}d_k = (\mathbf{A}\mathbf{x}_k - \mathbf{B}K^T) + \mathbf{f}d_k$$

Da das Übertragungsverhalten keinen integrierenden Charakter hat, strebt das System gegen einen stationären Zustand, der unerwünscht ist. Um stationäre Genauigkeit zu erreichen, muss der Regelung ein

Integrator überlagert und daher das System um einen Zustand je Achse, wie in Abbildung 3.2 dargestellt, erweitert werden.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{k+1} \\ \iota_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & 0 \\ C_1^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k \\ \iota_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_d \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (3.6)$$

womit sich der (geteilte) Zustandsregler ergibt:

$$\mathbf{u}_k = -K_e \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k \\ \iota_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K & k_{int} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k \\ \iota_k \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Ein derart erweiterter Zustandsregler wird auch als PI-Zustandsregler bezeichnet.

3.2.3.1 Anti-Wind-Up

Falls der Reglerausgang eine höhere Stellgrösse als praktisch möglich ist ($|u_{ref}| > |u_{max}|$) verlangt, kann der Regelfehler zu einem Aufsummieren (Wind-Up) des Integrators führen. Je langsamer ein Integrator dimensioniert ist, desto folgenschwerer kann sich ein Wind-Up auf das Systemverhalten auswirken. Es besteht die Möglichkeit, den Integrator mit verschiedenen Methoden einzufrieren, also das Integrieren zu stoppen, während die Stellgrössenbeschränkung aktiv ist. Aufwändigere, in [Nois87] untersuchte Varianten beinhalten zusätzliche Beschränkungen in der Zustandsregelung und die Berücksichtigung der Stellgrössenbeschränkung für den Beobachtereingang. Dies ist aber im vorliegenden System ohnehin gegeben, da die Eingänge des Beobachters ausschliesslich Messgrössen sind. Bei den Scheibenmotoren kann der Integrator so schnell eingestellt werden, dass eine Anti-Wind-Up Massnahme (ausser beim Aufstartvorgang) nur zu einer unwesentlichen Verbesserung des Systemverhaltens führt.

Die Kombination von Zustandsregelung, Beobachter und Integrator für die lineare Lageregelung führt zu der in Abbildung 3.2 dargestellten Struktur als Ausgangsposition der nichtlinearen Regelung.

3.3 Nichtlineare Konzepte

Eine mögliche nichtlineare Regelung ist die Parameterumschaltung oder gesteuerte Adaption (Gain Scheduling). Damit wird beispielsweise die nichtlineare Beziehung zwischen Kraft, Strom und Position an verschiedenen Punkten linearisiert und somit ein passender Regler entworfen. Eine Auslegung der Zustandsregelung gemäss Abschnitt 3.2 für verschiedene Winkel kommt einer Parameterumschaltung sehr nahe. Andere Verfahren kompensieren direkt die nichtlineare Flussverkeftung, welche zur Kraftkopplung führt ([Queir97]).

Eine häufiger angewandte Alternative zur Parameterumschaltung ist das geometrische Verfahren der exakten Eingangs- Ausgangslinearisierung (EAL). In [Zhang95], [Trump97], [Lind00], [Char96], [Pil02], [Kaw00], [Smith95], [Nam98], [Yaso02] und [Lott94] wird die EAL in Magnetlagern angewandt. Die einfachste, zugleich aber am stärksten nichtlineare Form eines Magnetlagers, eine schwebende Kugel, wird in [Zhang95] mittels EAL geregelt. Ähnlich einfache Systeme mit einem Freiheitsgrad werden in [Trump97] und [Lind00] als Versuchsobjekte der EAL verwendet. Ein Inertialrad (Schwungrad) zur Energiespeicherung wird in [Char96] untersucht. EAL und SMR werden angewandt, um für den Betrieb eine Energieminimierung im Vergleich zur linearen Regelung zu erzielen. Durch die nichtlineare Regelung konnte hier die Unwucht reduziert werden. Eine Kombination von EAL und SMR wird in [Smith95] am Beispiel eines konventionellen fünfsachsigen Magnetlagers vorgestellt. Beide Varianten, nur die Linearisierung und die Kombination mit SMR, zeigen Verbesserungen gegenüber linearen Methoden. Ein weiteres fünfsachsiges Magnetlager wird in [Kaw00] unter Berücksichtigung der Modalcharakteristik mittels EAL geregelt. Es wird gezeigt, dass der verwendete nichtlineare Regler dem linearen deutlich überlegen ist und so das Systemverhalten stark verbessert wurde. Andere Anwendungen der EAL in Kombination mit der LQ-Regelung auf einem fünfsachsigen Magnetlager werden in [Nam98] und [Pil02] beschrieben. Das dort erfolgreich verfolgte Hauptziel war die Vergrößerung des stabilen Arbeitsgebietes aufgrund eines variierenden Arbeitspunktes. Auch in [Yaso02] und [Lott94] werden fünfsachsige Magnetlager erfolgreich mittels EAL geregelt.

Das Hauptaugenmerk in den hier referenzierten Arbeiten liegt in der beschriebenen nichtlinearen Beziehung zwischen Kraft, Strom und Position (siehe 2.4.1) und ist daher mit der vorliegenden Problematik nur ansatzweise vergleichbar. Während bei geringen Rotationsgeschwindigkeiten (quasistationärer Betrieb) die Probleme der variablen Steifigkeit und Kopplung bei der linearen Regelung vernachlässigbar sind, wachsen diese mit steigender Rotationsgeschwindigkeit. Die Kopplung kann den Effekt einer Störung verstärken, was zur Instabilität des Lagers führen könnte. Eine Behandlung der hier vorliegenden nichtlinearen Problematik findet sich in der Literatur nicht. Der Grund dafür liegt in der einzigartigen Bauweise der untersuchten Motoren, was natürlich die Allgemeingültigkeit der Problematik bzw. deren Lösung relativiert.

Da als betrachtete Nichtlinearität im System gemäss Gleichung 2.33 der Lagewinkel existiert, kommt die häufigste Linearisierung, die Linearisierung um den Arbeitspunkt, also eine Taylorreihenentwicklung mit Abbruch nach dem ersten Glied, nicht in Frage. Bei der Rotation werden alle Winkel durchfahren, die Steifigkeit (in x-Richtung) variiert von $k_s(1 - c_s)$, ($\varphi = \frac{\pi}{2} + i \cdot \pi$, $i \in \mathbb{Z}$) bis $k_s(1 + c_s)$, ($\varphi = 0 + i \cdot \pi$, $i \in \mathbb{Z}$), während die Kopplung zwischen 0 ($\varphi = 0 + i \cdot \frac{\pi}{2}$, $i \in \mathbb{Z}$) und $k_s c_s$ ($\varphi = \frac{\pi}{4} + i \cdot \frac{\pi}{2}$, $i \in \mathbb{Z}$) variiert (siehe auch Abschnitt 2.3). Eine lineare Regelung, mit bisher zufriedenstellenden Resultaten, impliziert die Linearisierung um den Arbeitspunkt. Auf die Variation der Steifigkeit wurde keine Rücksicht genommen, der Regler wurde für eine mittlere Steifigkeit mit ausreichender Reserve ausgelegt, die Kopplung ignoriert (was dem Arbeitspunkt $\varphi = 0 + i \cdot \frac{\pi}{2}$ ($i \in \mathbb{Z}$) entsprechen würde), woraus eine Eingrößenregelung für jede Achse resultierte. Um aber die Effekte der Steifigkeitsvariation und Kopplung minimieren zu können, ist eine Linearisierung, z.B. die EAL, erforderlich.

Eine weitere Variante wäre die in [StCh02] vorgestellte Anwendung der robusten Regelung, wo eine Variation der Kraft-Strom-Konstante als Parameterunsicherheit behandelt wurde. Die hier vorhandene Variation der Steifigkeit als Parametervariation zu behandeln, würde aber wegen der starken Variation keine guten Resultate liefern.

3.4 Exakte Linearisierung

Wird der Entkopplungsentwurf (siehe 3.1.2) nach [Falb67] auf die Theorie der nichtlinearen Systeme übertragen, so gelangt man zum geometrischen Verfahren der Eingangs- Ausgangslinearisierung. Das hier verwendete Verfahren der exakten Linearisierung, beruht auf der in [Isid94] vorgestellten Methode, die in [Allg96] genauer behandelt wurde und in [Eng95] oder [Lev96] zusammengefasst ist. Diese Literatur wird für die Theorie empfohlen, welche hier nicht wiederholt, sondern entsprechend angewandt wird. Die Anwendung auf permanentmagneterregte Scheibenmotoren (BSM) wurde erstmals in [Huett02] vorgestellt. Für die Berechnung wurde eine MAPLEV[®]-Erweiterung (AISys) zu Hilfe genommen, das in [Kugi99] näher erläutert ist und auf den in [Isid94], [Nij90] und [Vid93] präsentierten Algorithmen basiert.

Das Verfahren der exakten Linearisierung verwendet die gesamte nichtlineare Beschreibung des modellierten Systems, wodurch sich für den Betrieb eine Unabhängigkeit vom Arbeitspunkt ergibt. Es entsteht durch das Verfahren kein Approximationsfehler.

Es wird der gesamte Zustandsvektor benötigt, weshalb der in Abschnitt 3.2.2 entworfene lineare Beobachter für die translatorische Geschwindigkeit weiter zum Einsatz kommt. Dies ist auch der einzige Fehler, wobei der derzeitige Entwurf von einer durchgehend exakten Linearisierung abweicht. Für einen ausreichend schnellen Beobachter ist diese Vereinfachung akzeptierbar (siehe Abschnitt 3.2.2), weshalb die Verwendung eines linearen Beobachters beibehalten wurde.

Die Klasse der mittels EAL linearisierbaren Systeme ist beschränkt. Eine Anwendung der Theorie der exakten Linearisierung auf minimalphasige Systeme ist mittels Standardverfahren möglich. In diesem Zusammenhang spricht man auch von einer nicht vorhandenen Nulldynamik, wobei auch interne Stabilität gewährleistet ist. Weiters muss das System einen wohldefinierten relativen Grad haben. Diese Anforderungen sind bei der untersuchten Anwendung erfüllt, zusätzlich ist auch eine Eingangs- Zustandslinearisierung möglich, wodurch das MAPLEV[®]-Paket direkt angewandt werden kann. Die Linearisierbarkeit wurde ebenfalls überprüft.

Das in Gleichung 2.33 beschriebene nichtlineare Differentialgleichungs-

system

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= h(\mathbf{x})\end{aligned}\tag{3.8}$$

kann mittels den im Computeralgebraprogramm verwendeten Entwurfsmethoden linearisiert werden, wobei der Entwurf aus zwei Schritten besteht. Das erhaltene geschlossene System beinhaltet eine nicht-lineare Zustandsregelung, welche im allgemeinen aber nicht ausreicht, da kein spezielles Führungsverhalten erreicht wird. In einem zweiten Schritt kann auf ein einfaches lineares System ein Regler entworfen werden, der den zusätzlichen Anforderungen entspricht. Das Verfahren reduziert die Gesamtübertragungsfunktion des geschlossenen Kreises auf die den Ein- bzw. Ausgängen entsprechende Zahl linearer Eingrössensysteme. Die Ordnung der Teilsysteme entspricht dem relativen Gradvektor, welcher sich in der Anwendung zu [3, 3, 3] ergibt. Daher lässt sich der geschlossene Kreis einer Achse in der Ebene als

$$G_{cl} = \frac{1}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

darstellen. Der linear modellierte Antrieb wird weiterhin mittels eines einfachen PI-Reglers geregelt, fließt aber über die Winkelkopplung in die Linearisierung der translatorischen Bewegung ein. Der Entwurf von Drehzahlreglern für permanentmagneterregte Motoren wurde in der Literatur (z.B. [Paff92]) ausführlich behandelt, womit hier keine weitere Analyse durchgeführt wird.

Mittels der Parameter a_i , welche gleichzeitig auch die einzigen einstellbaren Parameter sind, lässt sich das Systemverhalten wählen. Dies führt aber zu einer Polwahl, zu der der Benutzer wenig physikalischen Bezug hat und somit ist auch in der Simulation Erfahrung gefordert, um in vernünftiger Zeit zu einem guten Resultat zu gelangen. Weiters besteht keine Information über die Parameterunsicherheit. Durch folgende Analyse kann aber die Wahl der Pole, und damit der Parameter a_i , erheblich vereinfacht und systematisiert werden.

3.4.1 Rückkopplung

Ziel des Verfahrens ist es, das nichtlineare Rückführgesetz

$$u = \alpha(\mathbf{x}) + \beta(\mathbf{x}) \cdot v_{in} = \begin{bmatrix} \alpha_d(\mathbf{x}) \\ \alpha_q(\mathbf{x}) \end{bmatrix} + \beta(\mathbf{x}) \cdot \begin{bmatrix} \nu_{d,in} \\ \nu_{q,in} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

zu finden. Dies führt auf die folgende Struktur für die Linearisierung des Verhaltens in der x -Achse:

$$\begin{aligned} \alpha_d(\mathbf{x}) = & (R_L - L_L \cdot a_{12}) && \cdot \dot{i}_x \\ & -t_{ki} (a_{10} + a_{12} (\frac{1}{T^2} + \sigma_C)) && \cdot x \\ & -t_{ki} \cdot a_{12} \cdot \sigma_S && \cdot y \\ & + (L_L \cdot p_{ki} - t_{ki} (a_{11} + \frac{1}{T^2} + \sigma_C)) && \cdot v_x \\ & -t_{ki} \cdot \sigma_S && \cdot v_y \\ & + 2t_{ki} \cdot \sigma_S \cdot x && \cdot \omega \\ & -2t_{ki} \cdot \sigma_C \cdot y && \cdot \omega \end{aligned}$$

analog dazu für die zweite Phase:

$$\begin{aligned} \alpha_q(\mathbf{x}) = & (R_L - L_L \cdot a_{22}) && \cdot \dot{i}_y \\ & -t_{ki} \cdot a_{12} \cdot \sigma_S && \cdot x \\ & -t_{ki} (a_{20} + a_{12} (\frac{1}{T^2} - \sigma_C)) && \cdot y \\ & -t_{ki} \cdot \sigma_S && \cdot v_x \\ & + (L_L \cdot p_{ki} - t_{ki} \cdot (a_{21} + \frac{1}{T^2} - \sigma_C)) && \cdot v_y \\ & -2t_{ki} \cdot \sigma_S \cdot y && \cdot \omega \\ & -2t_{ki} \cdot \sigma_C \cdot x && \cdot \omega \end{aligned}$$

mit den verwendeten Substitutionen

$$\sigma_C = \frac{c_s \cos(2\varphi)}{T^2} \quad \sigma_S = \frac{c_s \sin(2\varphi)}{T^2}$$

und unter Verwendung von 2.35

$$p_{ki} = \mathbf{P}_{ki11} \quad t_{ki} = \mathbf{T}_{ki11} \quad \beta(\mathbf{x}) = t_{ki}$$

Nun wird das Verhalten des geschlossenen Regelkreises mit den entkoppelten Übertragungsfunktionen

$$\mathbf{G}_{cl} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \end{bmatrix}$$

ohne überlagerte Regelung beschrieben. Aus Symmetriegründen wurde $a_i = a_{1i} = a_{2i}$ gewählt. Das Lager wird daher nun transformiert mit dem neuen Zustandsvektor \mathbf{z} wie folgt dargestellt:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{z}(t) &= \mathbf{A} \mathbf{z} + \mathbf{B} \nu \\ \mathbf{A}_x = \mathbf{A}_y &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_x & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_y \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

während der Antrieb nicht transformiert wird. Wie erwähnt, handelt es sich um den geschlossenen Kreis und enthält daher eine nichtlineare Zustandsregelung. Kapitel 4 zeigt, dass diese Regelung bereits alle Anforderungen erfüllt und daher auf eine zusätzliche, überlagerte verzichtet werden kann, womit die Komplexität begrenzt bleibt. Für neue Anwendungsgebiete mit weiteren Anforderungen besteht hier ein Erweiterungspotential, wie dies beispielsweise in [Eng95] (Beitrag Schlacher), in Form einer Modellreferenzregelung zur Unterdrückung von Störungen und Parametervariationen durchgeführt wurde.

Die Struktur des linearisierten Lagers ist in Abbildung 3.3 (vgl. Abbildung 3.2) dargestellt. Der in Abschnitt 3.2.3 entworfene Integrator kann weiterhin in der gleichen Form eingesetzt werden und entspricht einer simplen Form der überlagerten Regelung.

3.4.1.1 Erweiterung für $c_i \neq 0$

Berücksichtigt man weiters die winkelabhängige Variation der Kraft-Stromkonstante, so wird die Rückkopplung etwas aufwändiger. Zur

3 Digitale Regelung

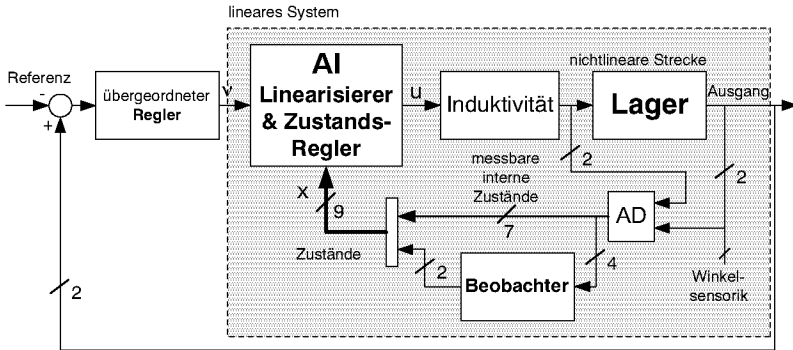


Abbildung 3.3: Lineares System - Lageregelung

Vereinfachung wurde $c_i^2 = 0$ gesetzt.

$$\begin{aligned}
 \alpha_d(\mathbf{x})_{c_i} = & \\
 & (R_L - L_L \cdot a_2) \cdot i_x \\
 & -t_{ki} \left(a_0 (1 + \lambda_C) + a_2 \sigma_C + a_2 \cdot \frac{1}{T^2} \cdot (1 + c_i \cdot c_S + \lambda_C) \right) \cdot x \\
 & -t_{ki} \left(a_0 \cdot \lambda_S + a_2 \sigma_S + a_2 \cdot \frac{1}{T^2} \cdot \lambda_S \right) \cdot y \\
 + (L_L \cdot p_{ki} (1 + \lambda_C) - t_{ki} \left((a_1 + \frac{1}{T^2}) (1 + \lambda_C) + \sigma_C + \frac{c_i \cdot c_S}{T^2} \right)) \cdot & v_x \\
 + (\lambda_S \cdot L_L \cdot p_{ki} - t_{ki} (\sigma_S + k_S \cdot \lambda_S + a_1 \cdot \lambda_S)) \cdot & v_y \\
 + 2L_L \cdot (i_y \cdot \lambda_C - i_x \cdot \lambda_S) \cdot \omega + 2t_{ki} \cdot \sigma_S \cdot x \cdot & \omega \\
 + (-2t_{ki} \left(\sigma_C + \frac{c_i \cdot c_S}{T^2} \right)) \cdot y \cdot & \omega
 \end{aligned}$$

und für die zweite Phase:

$$\begin{aligned}
 \alpha_q(\mathbf{x})_{c_i} = & \\
 & (R_L - L_L \cdot a_2) \cdot i_y \\
 & -t_{ki} \left(a_0 \cdot \lambda_S + a_2 \sigma_S + a_2 \cdot \frac{1}{T^2} \cdot \lambda_S \right) \cdot x \\
 -t_{ki} \left(a_0 \cdot (1 - \lambda_C) - a_2 \sigma_C + a_2 \cdot \frac{1}{T^2} (1 - c_i \cdot c_S - \lambda_C) \right) \cdot & y \\
 + (\lambda_S \cdot L_L \cdot p_{ki} - t_{ki} \left(\sigma_S + \frac{1}{T^2} \cdot \lambda_S + a_1 \cdot \lambda_S \right)) \cdot & v_x \\
 + (L_L \cdot p_{ki} (1 - \lambda_C) - t_{ki} \left((a_1 + \frac{1}{T^2}) (1 - \lambda_C) - \sigma_C + \frac{c_S \cdot c_i}{T^2} \right)) \cdot & v_y \\
 + 2L_L \cdot (i_x \cdot \lambda_C + i_y \cdot \lambda_S) \cdot \omega - 2t_{ki} \cdot \sigma_S \cdot y \cdot & \omega \\
 + (-2t_{ki} \left(\sigma_C - \frac{c_i \cdot c_S}{T^2} \right)) \cdot x \cdot & \omega
 \end{aligned}$$

was natürlich für $c_i = 0$ wieder auf das oben dargestellte, einfachere Rückkopplungsgesetz führt.

$$\lambda_C = c_i \cos(2\varphi) \quad \lambda_S = c_i \sin(2\varphi)$$

Die Eingänge müssen gekoppelt werden:

$$\beta(\mathbf{x}) = t_{ki} \begin{bmatrix} (1 + \lambda_C) & \lambda_S \\ \lambda_S & (1 - \lambda_C) \end{bmatrix}$$

Einzelne Summanden sind in der Praxis allerdings bei den gewählten Parametern vernachlässigbar, sodass für die Implementierung die Struktur etwas vereinfacht werden kann.

3.4.2 Ermittlung der Parameter

Setzt man $c_s = 0$, so werden alle nichtlinearen Terme zu Null und die Rückkopplung 3.9 reduziert sich auf die entkoppelten und linearen Ausdrücke $\alpha_{dL}(\mathbf{x})$ für die x -Achse

$$\alpha_{dL}(\mathbf{x}) = \begin{array}{ll} (R_L - L_L \cdot a_2) & \cdot i_x \\ -t_{ki} \left(a_0 + \frac{a_2}{T^2} \right) & \cdot x \\ + \left(L_L \cdot p_{ki} - t_{ki} \left(a_1 + \frac{1}{T^2} \right) \right) & \cdot v_x \end{array}$$

$\alpha_{qL}(\mathbf{x})$ für die y -Achse

$$\alpha_{qL}(\mathbf{x}) = \begin{array}{ll} (R_L - L_L \cdot a_2) & \cdot i_y \\ -t_{ki} \left(a_0 + \frac{a_2}{T^2} \right) & \cdot y \\ + \left(L_L \cdot p_{ki} - t_{ki} \left(a_1 + \frac{1}{T^2} \right) \right) & \cdot v_y \end{array}$$

Ein einfacher Koeffizientenvergleich zur Zustandsregelung mit dem Rückführungsvektor

$$K = \left[k_{\mathbf{i}} \quad k_{\mathbf{p}} \quad k_{\dot{(\mathbf{p})}} \right]^T \tag{3.10}$$

3 Digitale Regelung

ergibt die Information über die Zusammensetzung des inneren Zustandsreglers der Linearisierung ohne nichtlineare Komponenten.

$$\begin{aligned}k_{\mathbf{i}} &= -R_L + L_L \cdot a_2 \\k_{\mathbf{p}} &= t_{ki} \left(a_0 + \frac{a_2}{T^2} \right) \\k_{\dot{\mathbf{p}}} &= t_{ki} \left(a_1 + \frac{1}{T^2} \right) - L_L \cdot p_{ki}\end{aligned}$$

Damit ist aber eine Auslegung gemäss Abschnitt 3.2 sinnvoll, da die Parameter a_i dadurch eindeutig bestimmt werden können.

$$\begin{aligned}a_0 &= \frac{k_{\mathbf{p}}}{t_{ki}} - \frac{k_{\mathbf{i}} + R_L}{L_L \cdot T^2} \\a_1 &= \frac{k_{\dot{\mathbf{p}}} + L_L \cdot p_{ki}}{t_{ki}} - \frac{1}{T^2} \\a_2 &= \frac{k_{\mathbf{i}} + R_L}{L_L}\end{aligned} \tag{3.11}$$

Die nichtlinearen Komponenten sind über das Modell in ihrer Grösse definiert, wodurch die Möglichkeit besteht, den inneren, nichtlinearen Zustandsregler in gewohnter Weise über die Gewichtungsmatrizen \mathbf{Q} und \mathbf{R} zu bestimmen und so das nichtlineare System optimal (im Sinne von LQ-optimal) zu regeln.

Die Abbildung 3.4 zeigt ein Blockdiagramm der in Gleichung 3.9 beschriebenen Rückkopplungsstruktur für eine Stellgrösse. Deutlich zu erkennen ist die Trennung in den in Gleichung 3.10 beschriebenen linearen Zustandsregler (ZR) und die davon unabhängige Linearisierungsstruktur. Eine Implementierung gemäss dieser Struktur ermöglicht gezielt die Analyse der einzelnen Linearisierungskomponenten und erleichtert die Optimierung. Die Komponenten sind unterteilt in die der Steifigkeitskompensation (S_1, S_2), der Kopplungskompensation (C_1, C_2) und in die dynamischen (rotationsgeschwindigkeitsabhängigen) Komponenten (D_1, D_2).

3.4.2.1 Zusammenfassung der Vorgangsweise

Gemäss der in Abbildung 2.1 verdeutlichten Struktur wurde wie folgt vorgegangen:

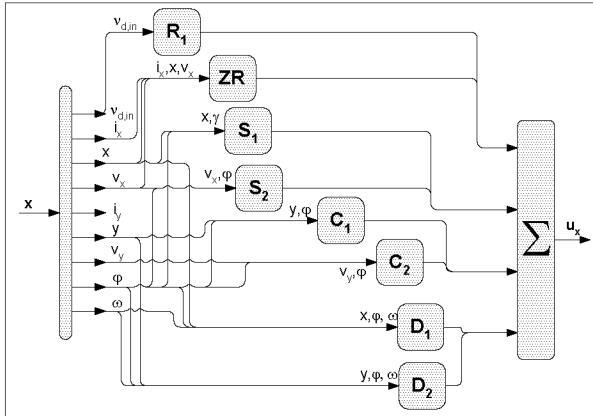


Abbildung 3.4: Blockdiagramm der Reglerteile einer Achse

- Erstellen des nichtlinearen Modells - Mehrgrößenmodell
- Herleiten der exakten Linearisierungsstruktur (EAL)
- Separation der Linearisierungsstruktur in lineare (ZR) und nicht-lineare Komponenten (S,C,D) - noch zu bestimmende Koeffizienten a_i
- Vernachlässigung des nichtlinearen Teils des Modells, linearer Zustandsreglerentwurf (LQ) K - Eingrößenbetrachtung
- Koeffizientenvergleich gemäss Gleichung 3.11
- Erweiterung um die nun über den Koeffizientenvergleich eindeutig bestimmten Parameter S, C und D

3.4.3 Feldorientierung - Koordinatensysteme

Die feldorientierte Regelung wurde vor über 30 Jahren in [Blas72] eingeführt. Die bei Induktionsmotoren lange verwendeten Drehtransformationen werden auch für die Antriebsregelung eingesetzt. Wie erwähnt wird die Rotationsgeschwindigkeit mittels linearer PI-Regelung geregelt. Der Antriebsstrom wird unterlagert, direkt feldorien-

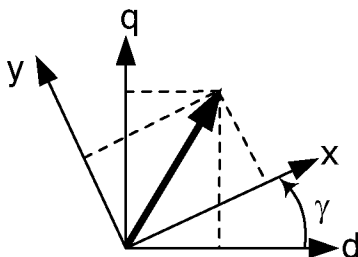


Abbildung 3.5: Transformation von Stator- in Rotorkoordinaten

tiert³, also im rotorfesten Koordinatensystem geregelt und erst die Stellgröße wird in das statorfeste Koordinatensystem transformiert.

Für die Lageregelung wird die gleiche Koordinatentransformation verwendet. Allgemein können mehrphasige elektrische Maschinen als zweiphasige elektrische Ersatzmaschinen in Vektorschreibweise dargestellt werden ([Huge98]). Die praktische Realisierung des Lagers erfolgt als zweiphasiges System. Für die Beschreibung ist daher lediglich die Transformation zwischen dem zweiphasigen Stator- (Ständer-) und dem Rotor- (permanentmagnetflussorientierten) Koordinatensystem erforderlich. Die Matrix $\mathbf{D}(\gamma)$ ⁴ beschreibt die Transformation der statorfesten Koordinaten d, q in das Rotorkoordinatensystem x, y .

$$\mathbf{D}(\gamma) = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix}$$

Die bisherige Betrachtung verwendete einige Vereinfachungen. Es wurde angenommen, dass die Stellgröße im Rotorkoordinatensystem eingepreßt werden kann. Um die vom Regler ermittelten Stellgrößen im statorfesten Koordinatensystem stellen zu können, müssen sie mittels $\mathbf{D}^{-1}(\gamma) = \mathbf{D}(-\gamma)$ transformiert werden. Dem realen System ist daher noch die Transformation $\mathbf{D}(\gamma)$ vorgeschaltet, sodass in Summe, da sich die beiden Transformationen kompensieren ($\mathbf{D}^{-1}(\gamma) \cdot \mathbf{D}(\gamma) = \mathbf{I}$), wieder das ursprünglich dargestellte System entsteht, welches dem

³Bei der direkten Feldorientierung kann der Strom bei einem konstanten Drehmoment ebenso konstant geregelt werden, während er bei indirekter Feldorientierung mit der Rotationsfrequenz ein harmonisches Signal regeln müsste.

⁴Konstruktionsbedingt sind der Winkel der Rotation γ sowie der Rotorfeldwinkel φ durch einen Offset verschoben $\gamma = \varphi + \Delta\varphi$

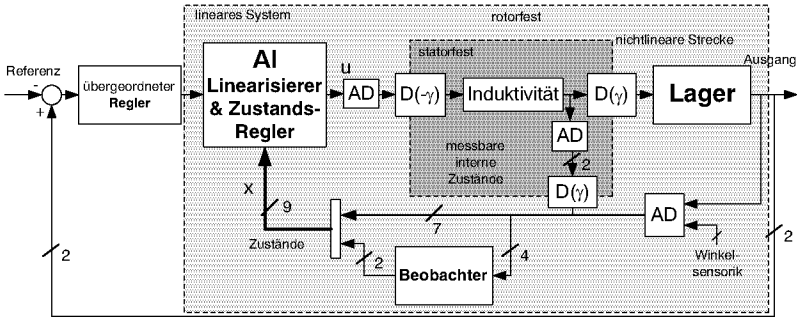


Abbildung 3.6: Lineares, reales System - Lageregelung

realen, unter der Annahme geringer Induktivitäten, entspricht. Das Blockschaltbild des realen Systems, ist in Abbildung 3.6 (vgl. Abbildung 3.3) dargestellt.

3.5 Analyse

Dieser Abschnitt ist als Erweiterung und Interpretation gedacht und kann prinzipiell übersprungen werden. Es wird das praktische Verhalten diskutiert sowie die Regelung analysiert und dient somit als Überleitung zum nächsten Kapitel.

3.5.1 Praktische Aspekte

Die Abbildung 3.7 veranschaulicht das Verhalten des (drehenden) Rotors bei linearer Regelung als Folge einer Störkraft. Der lineare Eingrößenregler wird einen Strom stellen und daher eine Rückstellkraft erzielen, die die Auslenkung kompensieren soll. Durch die in Abschnitt 2.3 beschriebene Kopplung wird eine weitere Kraft (f_{c1}), die im Winkel $\frac{\pi}{2}$ zur Auslenkung steht, generiert, die im ersten Augenblick den Rotor auslenkt. Die Folge ist eine weitere Kopplungskraft (f_{c2}) im Winkel $\frac{\pi}{2}$ dazu. Somit ist bei linearer Regelung nicht nur die Robustheit geringer, da mehr Störungen auftreten, sondern auch der Stellaufwand grösser, was mit einem höheren Leistungsverbrauch korreliert.

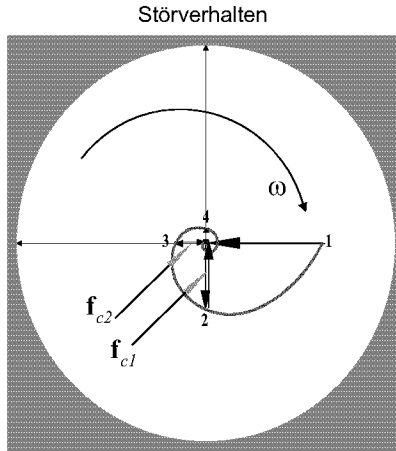


Abbildung 3.7: Kopplungsspirale

Diese Kopplungskraft variiert, wie beschrieben, winkelabhängig mit der Periode π und generiert damit eine Schwingung der doppelten Rotationsfrequenz. Somit ist der Unterschied zwischen linearer und nichtlinearer Regelung im Spektrum an der Stelle der *ersten* Oberschwingung (*zweiten* Harmonischen) erkennbar. Dies ist gleichzeitig der Wirkungsbereich der im zweiten Teil der Arbeit vorgestellten Kompensation harmonischer Signale. An dieser Stelle konkurrieren die beiden Verfahren. Bei linearer Regelung ist das zu kompensierende Potential der *ersten* Oberschwingung grösser, weshalb bei gleichzeitiger Anwendung beider Verfahren die Verbrauchsreduktion geringer ausfällt, als sie bei der Addition der einzelnen Einsparungen wäre.

3.5.2 Streckenanalyse

Für die Betrachtungen wird das Zustandsraummodell 3.1 für das Mehrgrössensystem des Lagers verwendet.

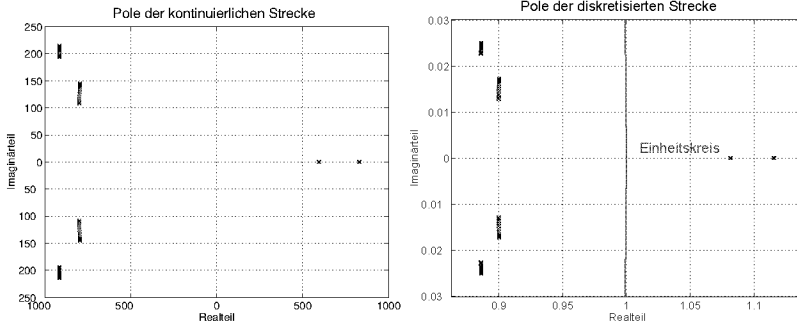


Abbildung 3.8: Pole der kontinuierlichen und diskretisierten Regelstrecke für $\varphi \in [0, \pi]$

Pole und Nullstellen

Die Regelstrecke hat keine Nullstellen. Wie erwähnt beinhaltet die Strecke instabile Pole, da die Auslenkungen positiv rückgekoppelt werden. In Abbildung 3.8 sind die Pole für die kontinuierliche und diskretisierte Strecke für $\varphi \in [0, \pi]$ aufgetragen. Die beiden instabilen Pole in der rechten Halbebene müssen durch die Regelung stabilisiert werden. Unter Verwendung von $T_{p,i} = \frac{2\pi}{\omega_i}$ ergeben sich die charakteristischen Zeitkonstanten der instabilen Pole zu:

$T_{p,1}$	8.1 ms
$T_{p,2}$	10.4 ms

welche für $c_s = 0$ zu einem Doppelpol verschmelzen.

Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit

Die vollständige Steuerbarkeit, auch für die um den Integrator erweiterte kontinuierliche Strecke (Gleichung 3.6), ist eine notwendige und hinreichende Bedingung für den vorgestellten Reglerentwurf. Durch eine einfache Analyse der Steuerbarkeitsmatrix wurde die vollständige Steuerbarkeit überprüft. Damit ist die Strecke auch vollständig erreichbar. Die vollständige Beobachtbarkeit wurde mittels der Beobachtbarkeitsmatrix festgestellt.

3 Digitale Regelung

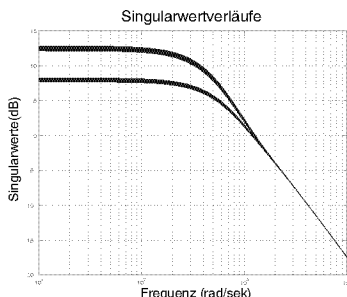


Abbildung 3.9: Singularwertverläufe der normierten Regelstrecke

Singularwertverlauf

Ein Singularwertverlauf einer nichtlinearen Strecke ist nicht zulässig. Parametrisiert für einen fixen Winkel, beispielsweise $\varphi = 0$, erhält man die in Abbildung 3.9 dargestellten Verläufe. Diese Winkelposition entspricht der Extremposition, sodass die Steifigkeit in x-Richtung maximal und in y-Richtung minimal ist. Die statische Verstärkung variiert, wie beschrieben, je nach Baugröße um bis zu Faktor „,3“.

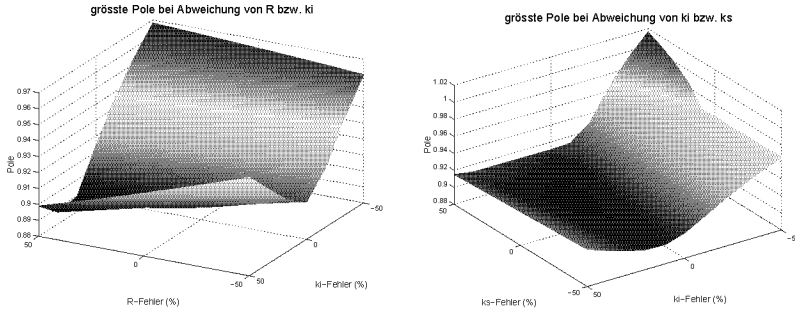
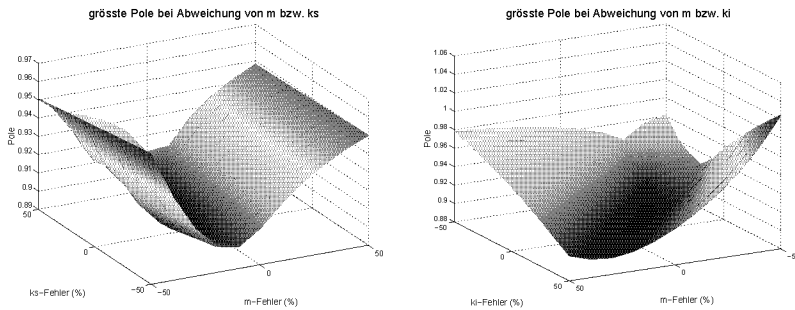
3.5.3 Robustheit des geschlossenen Kreises

Eine einfache Möglichkeit das System auf Parameterschwankungen zu untersuchen, ist die numerische Simulation einer hypothetischen Streckenunsicherheit. Der Betrachtung liegen das Mehrgrössensystem aus Gleichung 3.1, sowie der in Abschnitt 3.2 entworfene lineare Zustandsregler mit Beobachter und Integrator zugrunde. Betrachtet wird das diskrete und linear geregelte System, weshalb das linearisierte natürlich eine höhere Robustheit aufweist.

Folgende Parameter wurden variiert:

$m = m_{nom} \pm \Delta m$	mit $\Delta m = -0.5m_{nom} \dots 0.5m_{nom}$
$R = R_{nom} \pm \Delta R$	mit $\Delta R = -0.5R_{nom} \dots 0.5R_{nom}$
$L = L_{nom} \pm \Delta L$	mit $\Delta L = -0.5L_{nom} \dots 0.5L_{nom}$
$k_i = k_{i_{nom}} \pm \Delta k_i$	mit $\Delta k_i = -0.5L_{nom} \dots 0.5L_{nom}$
$k_s = k_{s_{nom}} \pm \Delta k_s$	mit $\Delta k_s = -0.5L_{nom} \dots 0.5L_{nom}$

Von den zehn sich ergebenden Möglichkeiten die Variation eines Parameterpaares zu betrachten, wurden exemplarisch vier in den Ab-

Abbildung 3.10: Variation der Parameter k_i/R und k_s/k_i Abbildung 3.11: Variation der Parameter k_s/m und k_i/m

bildungen 3.10 und 3.11 dargestellt. Bemerkenswert sind die Darstellungen bei denen k_i und/oder k_s variieren. Natürlich wird das System bei besonders grossem k_s und kleinem k_i instabil. Eine Zunahme der Masse, wie dies bei Flüssigkeiten (Abschnitt 3.5.3.1) der Fall ist, bringt das Lager immer näher an den Stabilitätsrand, wobei es aber mehr als 50% Zunahme bedarf, um diesen zu überschreiten. Eine konstante Steifigkeit, wie im linearisierten System, erhöht daher jedenfalls die Stabilität.

3.5.3.1 Flüssigkeitsdämpfung

Für die Berücksichtigung der Flüssigkeitseigenschaften des gepumpten Mediums wird Gleichung 2.27 wie folgt erweitert:

$$m_d \ddot{\mathbf{p}} + d \dot{\mathbf{p}} = \mathbf{F}_m - \mathbf{F}_l \quad (3.12)$$

Die Dämpfung ändert sich in Abhängigkeit der Viskosität des Mediums, die äquivalente Masse m_d variiert mit der Dichte des Mediums ([Hahn02]). Dies wirkt sich auf das Streckenverhalten wie folgt aus: Je höher die Dämpfung, desto geringer die Amplitudenüberhöhung der Position im Bereich der Eigenfrequenz ω_0 . Diese ändert sich aber ebenso, da mit einer Viskositätsänderung (bei den meisten Flüssigkeiten) auch die Dichte und daher die äquivalente Masse m_d variiert und damit die Eigenfrequenz ω_0 . Grundsätzlich ist die Eigenfrequenz in einer Flüssigkeit kleiner als in Luft und die Dämpfung grösser, sodass im Allgemeinen ein in Luft stabil betriebenes Magnetlager auch in Flüssigkeit stabil arbeitet, nicht aber umgekehrt. Viele Anwendungen des lagerlosen Motors, mit Ausnahme der implantierbaren Blutpumpe, müssen sowohl in Luft als auch in verschiedenen viskosen Flüssigkeiten stabil arbeiten. Eine Rücksichtnahme auf die Viskosität in der Auslegung kann nur insofern erfolgen, indem der kritische Fall, Luft, als Anforderung zu untersuchen ist. Schwieriger ist die Untersuchung von plötzlichen Viskositätsänderungen und den daraus resultierenden Störkräften (Leerpumpen).

In [Hahn02] wird die Variation des Amplitudenganges für verschiedenen viskose Flüssigkeiten analysiert. Eine vergleichbare Charakteristik kann aber ebenso auf Variationen der geregelten Steifigkeit (vgl. Abschnitt 3.2.1 und 5.4.2) beruhen. Die Auswirkung verschiedener Flüssigkeiten auf das System ist regelungstechnisch geringer als die oben betrachteten Parametervariationen. Es ist daher davon auszugehen, dass die Stabilität in Luft auch die in Flüssigkeiten zur Folge hat und verschiedene Flüssigkeiten für die Regelung Parameterschwankungen von weniger als 10% entsprechen.

Kapitel 4

Regelung: Resultate

Dieses Kapitel behandelt numerische Simulationen und im Vergleich dazu Messungen zu den im Signalprozessor realisierten Regelungen, wodurch eine Beurteilung des Modells ermöglicht wird. Es werden immer Messergebnisse ohne und mit aktivierter Linearisierung verglichen, um deren Potential besser beurteilen zu können. Dabei werden im Zeitbereich Stör-, Führungs- und allgemeines Betriebsverhalten untersucht und auch die Linearisierung im Frequenzbereich überprüft. Wenn nicht anders erwähnt, wird gemäss Modell eine Symmetrie zwischen x - und y -Achse angenommen. Unsymmetrien werden im Abschnitt 4.3 diskutiert.

4.1 Versuchsaufbau

Die Regelung muss ausreichende Robustheit aufweisen, um das System in Luft und verschiedenen viskosen Flüssigkeiten ohne Modifikation der Parameter betreiben zu können. Zur Überprüfung und für die folgenden Messungen wurde die Pumpe an einem Prüfstand, dargestellt in Abbildung 4.1, betrieben. Ein derartiger Prüfstand, mit elektronisch auswertbaren Differenzdrucksensoren und elektronisch steuerbaren Regelventilen ermöglicht vielfältige Untersuchungen und die Simulation realitätsnaher Betriebsbedingungen.

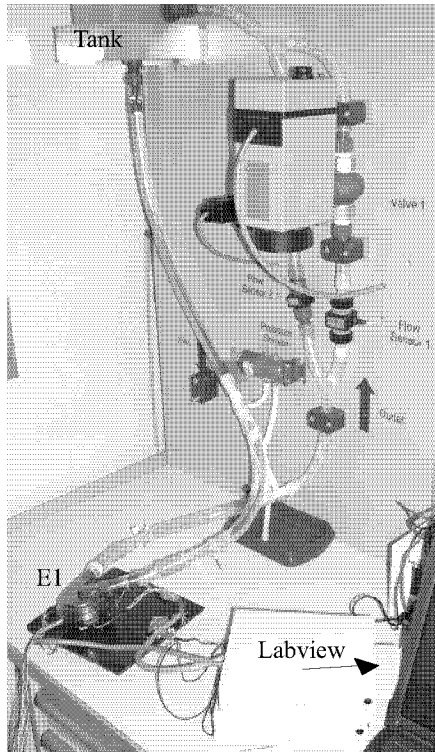


Abbildung 4.1: Prüfstand

Prinzipielle Untersuchungen sowie die Entwicklung der Algorithmen konnten auf „einfacher“ aufgebauten Motoren (ein Prozessor, externe Elektronik) durchgeführt werden. Für aussagekräftige Messungen wurde der E1-Prototyp verwendet, welcher technologisch am weitesten fortgeschritten ist, und daher dem Serienmodell bestmöglich entspricht. Dabei muss folgendes beachtet werden: obwohl die Daten der Ströme und Positionen am Prozessor in Echtzeit vorhanden sind, müssen, um Zeitverläufe darstellen zu können, analoge Signale extern (z.B. mittels Labview[®]) eingelesen werden, da die Kommunikationsverbindung (RS232) eine zu geringe Datenrate aufweist bzw. der Prozessor keinen freien Speicherplatz für die Datenzwischenpufferung aufweist. Daher sind die folgenden Messungen mit einem zusätzlichen, im Prozessor nicht vorhandenen Rauschen behaftet. Weiters wer-

den im Normalfall die eingelesenen Signale von Master- und Slave-Prozessor gegenseitig ausgetauscht und entsprechend gemittelt, was hier offline in Matlab[®] durchgeführt wurde.

4.2 Referenzbetrieb

Das Ziel der Lageregelung ist es, den Rotor möglichst gut in der Mittelposition zu halten und daher Störungen so schnell wie möglich auszuregeln. Es ist daher wichtiger, das Störverhalten als das Führungsverhalten zu optimieren.

4.2.1 Vergleich: PID- zu Zustandsregelung

Ein objektiver Vergleich zwischen der Referenzregelung, welche sich in zahlreichen Anwendungen der lagerlosen Scheibenmotoren befindet, dem linearen PID-Eingrößenregler und einem entsprechenden linearen Eingrößen-Zustandsregler kann in der Anwendung aus folgenden Gründen nicht sinnvoll durchgeführt werden: Die Unterschiede zwischen den beiden Regelungen liegen (auch beim modellbasierten Zustandsregler) im Bereich des manuellen Tunings. Somit kann im Betrieb auf jedem der untersuchten Systeme mittels Parametermodifikationen jeweils ein vergleichbares Verhalten von PID- und Zustandsregelung erzielt werden. Dies betrifft den Leistungsverbrauch, das Stör- und Führungsverhalten, sowie die maximalen Betriebspunkte in Luft und Wasser. Weiters fällt die toleranzbedingte Parametervariation der Prototypen in die gleiche Größenordnung wie der Unterschied der beiden Regelungen, weshalb eine Nivellierung durch Parameteranpassungen erfolgen kann bzw. muss.

Auch die Implementierung am Signalprozessor kann nicht vollständig vergleichbar realisiert werden, da sich bei der unterlagerten Stromregelung (PID-Regelung) im Vergleich zur Zustandsregelung unterschiedliche Abtastzeiten und damit Regelfrequenzen ergeben, welche das Verhalten beeinflussen. Das manuelle Tuning umfasst neben den Reglerparametern weiters die digitalen Filter von Strom und Positi-

4 Regelung: Resultate

on. Grundsätzlich sind die Variationen aber gering genug, sodass mit einem rechnerisch ermittelten Regler alle Prototypen gleicher Bauweise ein zufriedenstellendes, wenn auch nicht optimiertes, Verhalten aufweisen.

Ein völlig anderes Bild zeigt ein Vergleich zwischen linearer Eingrößenregelung und der Linearisierung. In den Abschnitten 4.2.3 und 4.2.4 wird jeweils das Zeitverhalten des nichtlinearen Systems mit dem des linearisierten verglichen. Die Messungen mit der Bezeichnung „nichtlinear“ (= linear geregelt) wurden mit dem zustandsgeregelten System durchgeführt und können gemäss obiger Überlegungen als Ausgangssituation oder Referenz betrachtet werden. Die mit „linearisiert“ bezeichneten Zeitverläufe betreffen die Anwendung der in Abschnitt 3.4 mittels exakter Eingangs- Ausgangslinearisierung entworfenen Regelung.

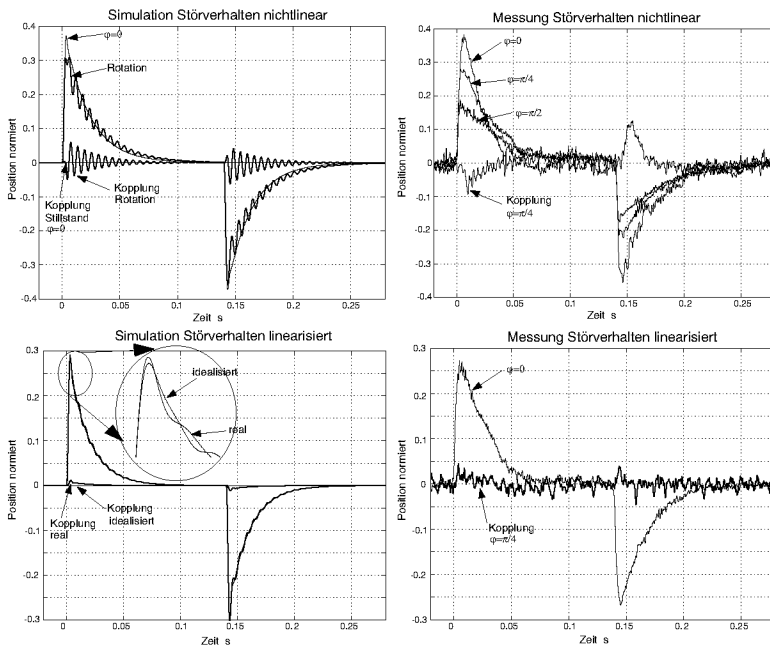


Abbildung 4.2: Vergleich des Störverhaltens von Simulation (links) und Messung (rechts) nichtlinear (oben) und linearisiert (unten)

4.2.2 Simulation

Das ermittelte Modell wurde in der Simulation zur Regleroptimierung verwendet. In die Simulation fließen auch in der Modellierung (Modell aus Gleichung 2.33) nicht berücksichtigte Aspekte ein:

- Beobachter: Wurde im Modell und zur Reglerauslegung als ideal schnell und der Zustand daher als messbar betrachtet
- Totzeiten: wurden im Modell aufgrund der hohen Abtastfrequenz vernachlässigt
- Filter: Position und Strom werden am realen System analog und digital gefiltert
- Generierung der pulsweiten-modulierten Stellgröße: Erzeugt einen Stromrippel und daher Rauschen
- Stellgrößenbeschränkung (siehe Abschnitt 2.4.1)
- Messrauschen
- Rechengenauigkeit durch 16-bit Quantifizierung

Damit kann auch untersucht werden, welches Verbesserungspotential für die Regelung eine Modellverfeinerung, also die Berücksichtigung weiterer Effekte, beinhaltet. Der potentielle Nutzen konnte leicht in Relation zum Aufwand gesetzt werden, weshalb in der vorliegenden Arbeit auch das der Linearisierung (Regelung) zugrundeliegende Modell *nicht* weiter verfeinert wurde.

Die Abbildung 4.2 zeigt einen Vergleich zwischen der Simulation (links) und den Messungen (rechts) bei Störverhalten (siehe auch 4.2.3) und vergleicht das System vor (oben) und nach der Linearisierung (unten):

In den Simulationen soll der Effekt der oben erwähnten, in der Regelung nicht berücksichtigten, Aspekte verdeutlicht werden. Die Abbildung links oben zeigt den Unterschied zwischen Stillstand ($\varphi = 0$), wo eine grosse Amplitude, aber keine Kopplung erkennbar ist und Rotation (5000 rpm), wo aufgrund der variierenden Steifigkeit die Amplitude mit der zweifachen Rotationsfrequenz variiert und die Kopplung

deutlich wird.

Die Messung wurde im Stillstand durchgeführt, sodass die drei unterschiedlichen Amplituden erkennbar sind, wobei die grösste Auslenkung der in der Simulation gezeigten entspricht. Die Simulation für das linearisierte Lager bei gleicher Störung ist links unten dargestellt, wobei zwei Fälle unterschieden werden (mit Vergrösserung zur Verdeutlichung des Unterschieds). Die exakte Linearisierung ist, wie in der Simulation gezeigt, exakt, falls die Simulation nur aus den im Modell berücksichtigten Komponenten besteht. Da weder Welligkeit noch Kopplung trotz Rotation erkennbar sind, kann die Linearisierung als erfolgreich betrachtet werden. Unter Berücksichtigung der oben erwähnten Aspekte entstehen die Restwelligkeit und eine geringe Restkopplung, welche toleriert werden. Die Messung (Abbildung 4.2 rechts unten) nach der Linearisierung zeigt für alle Winkel gleiche Amplituden und die im Rauschen verschwindende Kopplung.

4.2.3 Störverhalten

Für die Untersuchung des Störverhaltens müssen definierte Störverläufe des Tragkraftverhaltens generiert werden. Die Grösse, die physikalisch der Tragkraft am besten entspricht, ist der Lagerstrom, welcher aber nicht direkt sprungförmig verändert werden kann. Da im vorliegenden System als Stellgrösse die Spannung verwendet wird, würde sich bei einer sprungförmigen Spannungsänderung kein sprungförmiger Stromverlauf ergeben. Da der Strom gemessen wird, kann am einfachsten an der Stromrückkopplung ein Störkraftverlauf simuliert werden. Dem gemessenen Strom wird also ein sprungförmig verändernder Störstrom überlagert, welcher dem Kraftverlauf

$$F_{stoer}(t) = (-0.3 + 0.6 \cdot \text{rect}(0.14)) \cdot F_{max}$$

entspricht. Wobei

$$\text{rect}(T) = \begin{cases} 1 & \text{falls } 0 + 2T \cdot i < t < T + 2T \cdot i, \\ -1 & \text{falls } T + 2T \cdot i < t < 2T + 2T \cdot i \end{cases} \quad (4.1)$$

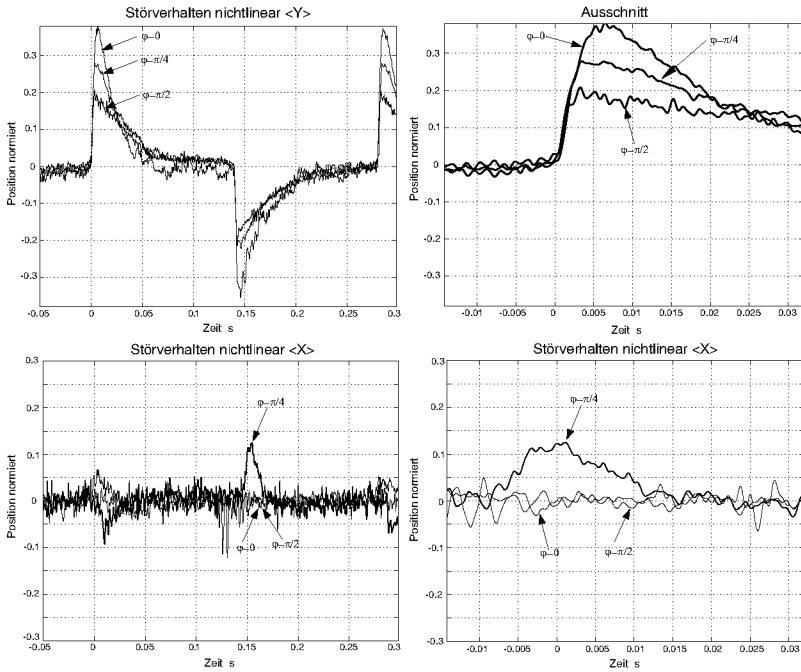


Abbildung 4.3: Störverhalten nichtlinear

Unter der Annahme, dass die Nichtlinearität des Lagers ausschliesslich winkelabhängig ist (siehe Abbildungen 4.7 und 4.8 in Abschnitt 4.2.6), müssen zu deren Charakterisierung nur extreme Winkelpositionen betrachtet werden. Mittels der drei Positionen $\varphi = 0$, $\varphi = \frac{\pi}{4}$ und $\varphi = \frac{\pi}{2}$ und unter der Annahme eines symmetrischen Aufbaus können exemplarisch alle Positionen abgegrenzt werden. D.h. in allen anderen Winkelpositionen liegt die Steifigkeit und Kopplung innerhalb der dargestellten Grenzen. Korrespondierende Winkelpositionen (gemäss Gleichung 2.17) für extreme Steifigkeiten und Kopplungen sind in Tabelle 4.1 dargestellt. Daher wird im folgenden mit der Position „ $X(\varphi = 0(*))$ “ eine der Position $X(\varphi = 0)$ äquivalente verstanden, wie beispielsweise $Y(\varphi = \frac{3\pi}{2})$.

4 Regelung: Resultate

$\varphi =$	Bewegung in Richtung X	Bewegung in Richtung Y
Steifigkeit max., Kopplung min.	$0, \pi$	$\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$
Steifigkeit mittel, Kopplung max.	$\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}$
Steifigkeit min., Kopplung min.	$\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$	$0, \pi$

Tabelle 4.1: Äquivalente Winkelpositionen

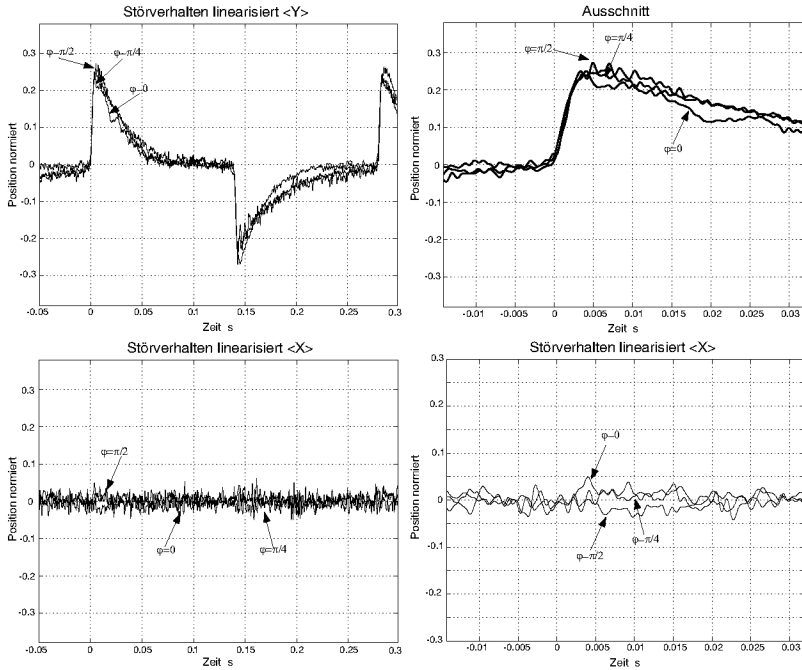


Abbildung 4.4: Störverhalten linear

Die Anordnung innerhalb der Abbildungen 4.3 bis 4.6 ist gleich, wobei links oben die Systemantwort in der Achse der Auslenkung dargestellt ist, rechts davon deren Zeitvergrößerung und darunter die Kopplung, d.h. die Systemantwort normal zur Achse der Auslenkung und deren Vergrößerung.

Die Antwort des linear geregelten Lagers auf die Störkraft F_{stoe} ist in Abbildung 4.3 dargestellt. Deutlich erkennbar ist die unterschiedliche

Auslenkungsamplitude, welche bei maximaler Steifigkeit (entspricht einer minimalen geregelten Steifigkeit) maximal ist. Eine Parametervariation der geregelten Steifigkeit skaliert in diesem Fall lediglich das Verhalten - qualitativ ändert sich nichts.

Mittels Vergleich der beiden Amplituden für die Position ($\varphi = \frac{\pi}{4}$) in Auslenkungs- und Kopplungsrichtung kann der Kopplungsparameter c_s zu etwa $c_s = 0.4$ identifiziert werden (vgl. Gleichungen 2.19 und 2.20).

Das Störverhalten bei gleichem Störkraftverlauf wie in Abbildung 4.3 ist in Abbildung 4.4 für das linearisierte System dargestellt. Die Unterschiede der drei Positionen sind minimal, was einer Winkelunabhängigkeit des Systems entspricht. Die nicht vom Rauschen unterscheidbaren Amplituden der Kopplungsrichtung demonstrieren die erfolgte Entkopplung der beiden Achsen.

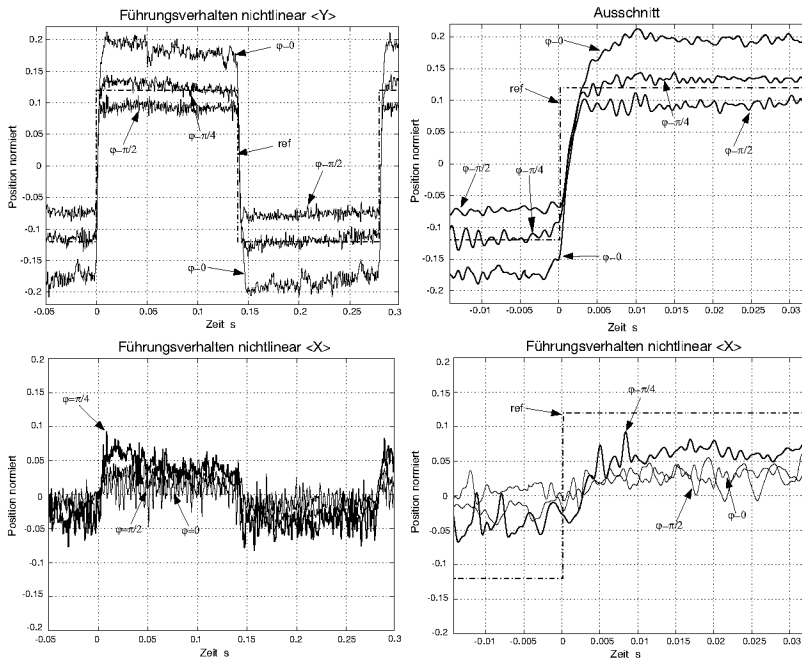


Abbildung 4.5: Führungsverhalten nichtlinear

4.2.4 Führungsverhalten

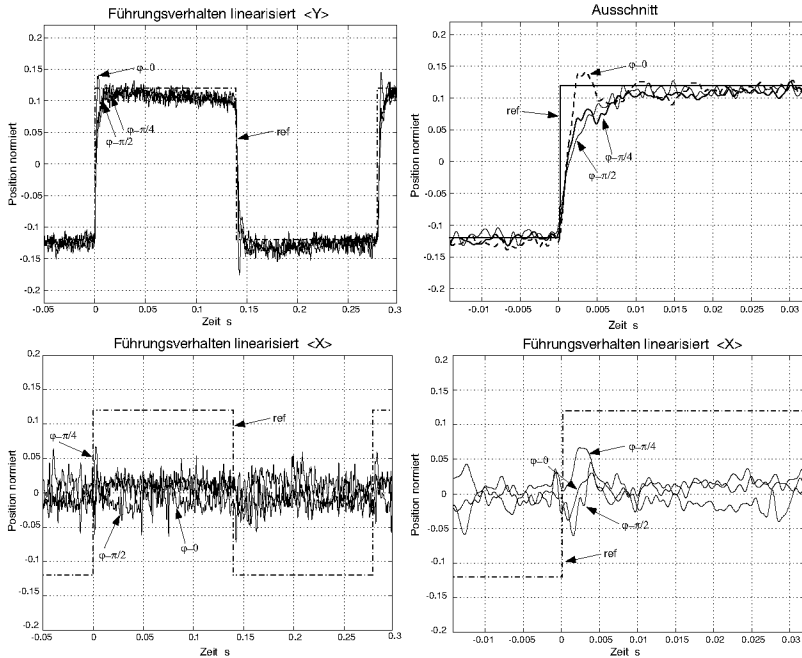


Abbildung 4.6: Führungsverhalten linear

Häufig wird ein Regler über die Sprungantwort und daher das Führungsverhalten charakterisiert. Dies ist in der vorliegenden Anwendung von untergeordneter Bedeutung, verdeutlicht aber die Dynamik und erleichtert daher die Beurteilung. Der gleiche für den Betrieb und daher auch für das Störverhalten optimierte Regler weist ein grosses, aber hier nicht weiter störendes Überschwingen auf. Ebenso ist die Zeitkonstante des Integrators in einem weiten Bereich frei wählbar, die in den Messungen der Abbildungen 4.5 und 4.6 besonders gross gewählt wurde ($T_I \approx 1\text{ s}$). Die Sollposition kann mit dem rechteckförmigen Verlauf

$$y_{ref}(t) = (-0.125 + 0.25 \cdot \text{rect}(0.14)) \cdot y_{max}$$

beschrieben werden. Die Abbildung 4.5 verdeutlicht vor allem die

Winkelabhängigkeit der Amplituden, also des Überschwingens. Ebenso ist wieder die Kopplung bei der Position $\varphi = \frac{\pi}{4}^{(*)}$ erkennbar. Die Nivellierung der Amplituden erfolgt durch die Linearisierung, wie in Abbildung 4.6 dargestellt, wo auch die Kompensation der Kopplung dargestellt ist.

Mit einer um den Faktor 5 schnelleren Anstiegszeit als die Systemzeitkonstante liegt die Regelung im üblichen Bereich von Magnetlagern dieser Grösse. Sie liegt in beiden Fällen (mit und ohne Linearisierung) bei etwa 2 ms.

4.2.5 Betriebsverhalten

Die Betrachtung des Betriebsverhaltens kann nicht ohne die Berücksichtigung des Kapitels 6 erfolgen, da erst mit beiden untersuchten Verfahren (Linearisierung und Kompensation harmonischer Signale) der zurzeit bestmögliche Stand erreicht wird. In diesem Abschnitt liegt der Schwerpunkt bei der ausschliesslichen Verwendung der Eingangs-Ausgangslinearisierung ohne Einsatz der Kompensation harmonischer Signale.

Am Prüfstand können (Abbildung 4.1) realistische Betriebszustände und damit aussagekräftige Messungen generiert werden. Eine Definition einer periodischen Störkraft für den Betrieb beruht vorwiegend auf Annahmen, weshalb auf eine Modellierung eines typischen Störkraftverlaufes im Pumpbetrieb verzichtet wurde. Neben einer konstanten Kraft beim Auslass der Pumpe ist keine periodische durch die Flügel des Rotors detektierbar. Es könnten Störkraftverläufe definiert werden, die speziell für die implementierte Regelung dimensioniert sind. Dadurch entsteht eine Verzerrung der Objektivität, weshalb im Dauerbetrieb mit zufälligen Störungen ein Vergleich des Leistungsverbrauches als Qualitätskriterium herangezogen wurde.

Diese zufälligen Störungen sind konstant und reproduzierbar unterhalb der Messbarkeitsgrenze eines auf 0.1 W auflösenden Leistungsmessgerätes, weshalb die in Tabelle 4.2 zusammengefassten Messungen als aussagekräftig betrachtet werden können. Die in der oberen Zeile dargestellten Messdaten spiegeln die Reduktion (10% –

4 Regelung: Resultate

bei Drehzahl - <i>rpm</i>	2000	3000	4000	5000	∅
Nur Linearisierung	22%	13%	10%	14%	15%
E/A-Linearisierung und AVC	5%	6%	4%	6%	5%

Tabelle 4.2: Leistungsreduktion des Lagerleistungsverbrauches zufolge nichtlinearer Regelung (für weitere Leistungsdaten siehe auch Abschnitt 6.9)

22%) zwischen linearer und nichtlinearer Regelung ohne den Einsatz zusätzlicher optimierender Algorithmen wider. Falls diese Kompensation harmonischer Signale (AVC) bereits am System aktiviert ist, wodurch (siehe Kapitel 5 und 6) bereits eine beträchtliche Leistungsreduktion möglich ist, reduziert sich die Einsparung durch nichtlineare Regelung auf 4% – 6%. Die Amplituden der Auslenkungen sind bei aktivierter AVC deutlich geringer, was einer Störungsreduktion entspricht, weshalb die Regelung auch weniger Optimierungspotential erhält.

Der prozentuale Vorteil bezüglich des Lagerleistungsverbrauches ist relativ unabhängig vom Betriebszustand bezüglich Druck und Fluss, weshalb in Tabelle 4.2 nur variierende Drehzahlen betrachtet wurden.

Der Betrieb als Blutpumpe mit konstanter Drehzahl beinhaltet regelungstechnisch kein näher zu betrachtendes Betriebsverhalten. Der Unterschied zu am Prüfstand testbaren Betriebszuständen liegt in langsam (≈ 1 Hz) veränderlichen Druck- und Flussdaten, welche Störungen niedriger Frequenz entsprechen. Generell wird (siehe Tabelle 4.2) bei zunehmenden Störungen der Vorteil der nichtlinearen Regelung deutlicher.

4.2.6 Linearität

Bisher wurde als Nichtlinearität bzw. Ziel der Linearisierung vorwiegend die (Un-)abhängigkeit vom Rotorfeldwinkel betrachtet. Die bisher vernachlässigte, in Abschnitt 2.4 diskutierte, Nichtlinearität bezüglich der Amplitude wird mittels der Abbildungen 4.7 und 4.8 überprüft, worin für Amplituden $x < \frac{1}{2}x_{max}$ eine Nichtlinearität von unter 4% abgeschätzt wurde. Die Messungen in Abbildung 4.7

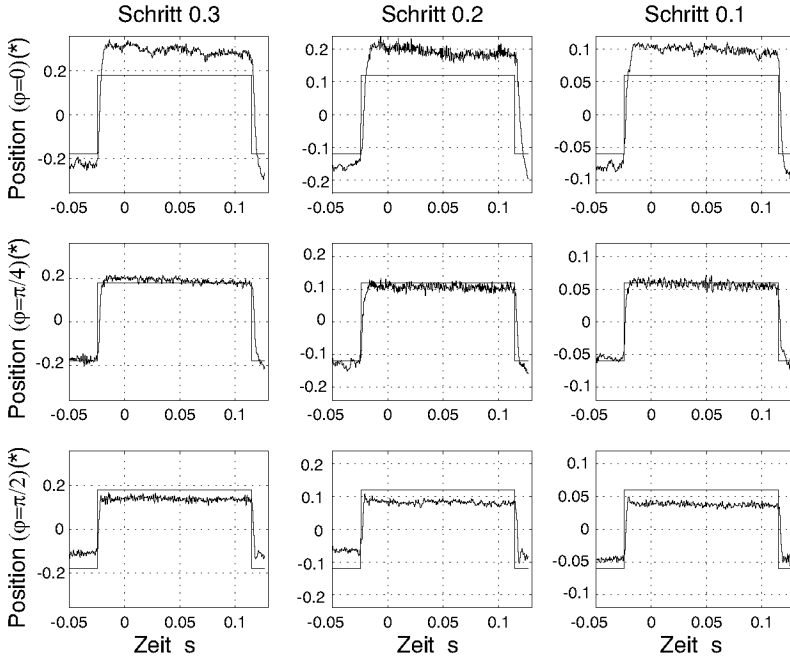


Abbildung 4.7: Linearität bezüglich Sprungamplitude

zeigen nochmals deutlich die winkelabhängige Amplitudenvariation, während bezüglich der Sprunghöhe (0.1 \dots 0.3) keine Nichtlinearität erkennbar ist (die Ordinate wurde entsprechend skaliert). Nach der Linearisierung (Abbildung 4.8) bleibt die Linearität bezüglich der Amplitude erhalten und zusätzlich ist winkelabhängig kein Unterschied messbar.

4.2.6.1 Quantifizierung der Nichtlinearität

Das System (Gleichung 2.33) beinhaltet eine Nichtlinearität, die Variation der Steifigkeit k_{sv} und Kopplung k_{sc} , welche über c_s quantifizierbar ist. Für $c_s = 0$ (und $c_i = 0$) handelt es sich um lineare Eingrößensysteme. In [Allg96] wird ein Verfahren vorgestellt, die Nichtlinearität von Eingrößensystemen zu quantifizieren, das Nicht-

4 Regelung: Resultate

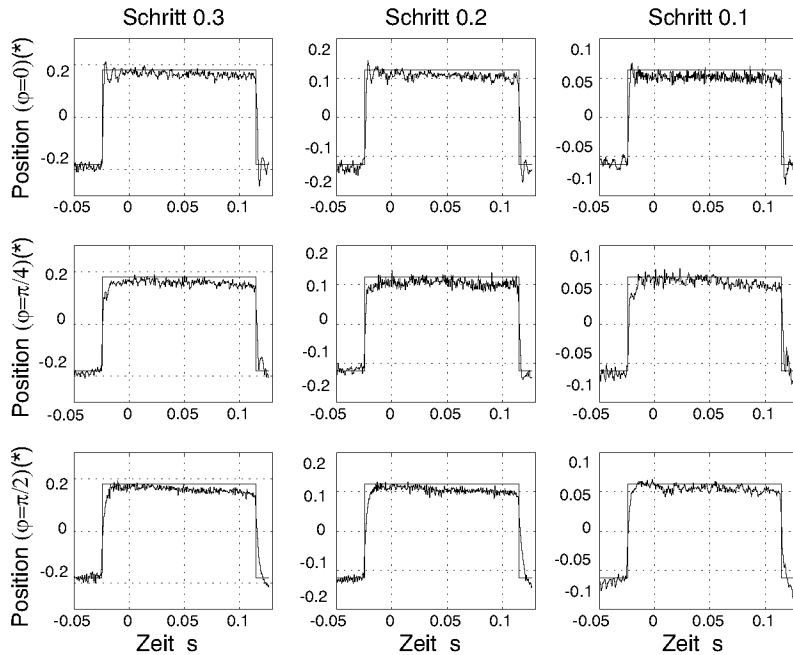


Abbildung 4.8: Linearität bezüglich Sprungamplitude und Winkel

linearitätsmass. Das vorliegende System zu entkoppeln, um es als Eingrössensystem zu behandeln und somit vereinfacht das Nichtlinearitätsmass zu bestimmen, ist nicht möglich, da nur für $c_s = 0$ das System entkoppelt ist. Für Mehrgrössensysteme existieren allerdings keine Verfahren zur Quantifizierung der Nichtlinearität. Als besonders nichtlinear ist das betrachtete Lager nicht einzustufen, da das Modell (Gleichung 2.33) keine Unstetigkeiten aufweist und es auch mit zwei linearen Eingrössenreglern stabilisierbar ist. Die nichtlineare Regelung ist daher hier nicht zwingend notwendig und wird zur Optimierung eingesetzt.

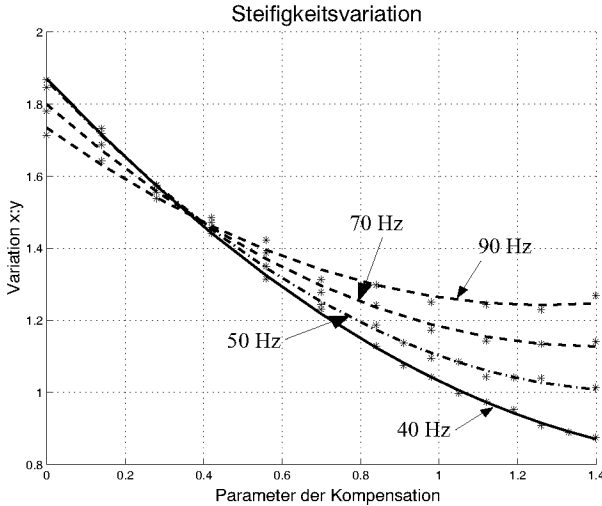


Abbildung 4.9: Steifigkeit

4.2.6.2 Parametrisierte Linearisierung

Das nichtlineare Rückführgesetz (Gleichung 3.9) lässt sich in einen linearen (Gleichung 3.10 und 3.10) und nichtlinearen Teil, welcher für $c_s = 0$ verschwindet, aufspalten. Dieser linearisierende Teil wurde in den Abbildungen 4.9 und 4.10 parametrisiert, wobei der Kompensationsparameter bei „1“ dem rechnerisch ermittelten Optimum, „0“ also keiner Kompensation und „>1“ einer Überkompensation entspricht (bzw. einer entsprechenden Gewichtung der Blöcke S,C,D in Abbildung 3.4). Die Messungen wurden für die Frequenzen 40 Hz, 50 Hz, 70 Hz und 90 Hz durchgeführt. Bei der Steifigkeitsvariation wurde die in den Gleichungen 2.19 und 2.20 beschriebene Variation von maximaler zu minimaler Steifigkeit dargestellt, die im Idealfall konstant, der Quotient also „1“, ist. Die Kopplung für $c_s = 0.5$ beträgt maximal 50% ohne Linearisierung und reduziert sich zu „0“ bei vollständiger Entkopplung. Die Abbildung 4.10 zeigt, dass die vollständige Entkopplung (siehe auch Abschnitt 4.3) nicht erreicht, jedoch eine Reduktion um bis zu 80% (siehe auch Abbildung 4.16) erzielt wurde. Für tiefe Frequenzen ist eine bessere Linearisierung möglich (vgl. Abschnitt 4.3), wie ein Vergleich in den beiden Abbildungen 4.9 und 4.10 bei bestmöglicher Kompensation zeigt.

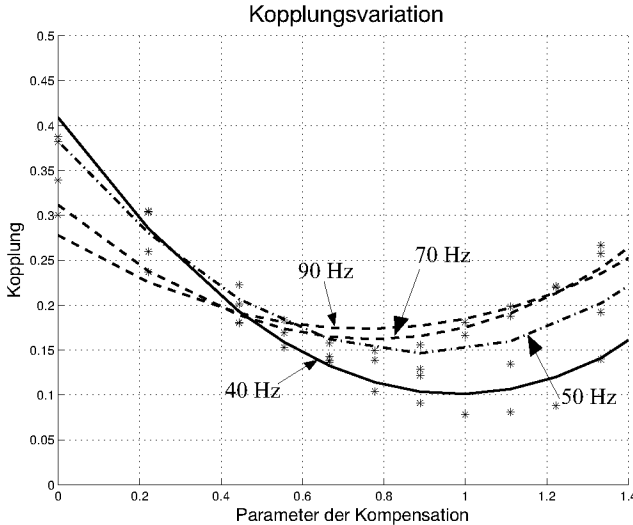


Abbildung 4.10: Kopplung

4.3 Übertragungsverhalten

4.3.1 Modell

Die folgenden Amplitudengänge des geschlossenen Kreises wurden unter der Annahme eines linearen Übertragungsverhaltens des Systems, wie in Abschnitt 4.2.6 diskutiert, bei einem fixierten Winkel dargestellt. Unter der Annahme eines perfekt symmetrischen Aufbaus lässt sich das Lager über die beiden Winkelpositionen $\varphi = 0$ (Abbildung 4.11) und $\varphi = \frac{\pi}{4}$ (Abbildung 4.12) beschreiben. Die im folgenden referenzierten Winkelpositionen $\varphi = 0^*$ ($\varphi = \frac{\pi}{4}^*$) gelten als Beispiel für die Winkelpositionen mit dem theoretisch gleichen Übertragungsverhalten im nicht linearisierten Fall, da

$$G_{cl_{xx}}|_{\varphi=0} = G_{cl_{xx}}|_{\varphi=\pi} = G_{cl_{yy}}|_{\varphi=\frac{\pi}{2}} = G_{cl_{yy}}|_{\varphi=\frac{3\pi}{2}} \quad (4.2)$$

bzw.

$$G_{cl_{xx}}|_{\varphi=\frac{\pi}{4}} = G_{cl_{yy}}|_{\varphi=\frac{\pi}{4}} = G_{cl_{xx}}|_{\varphi=\frac{3\pi}{4}} = G_{cl_{yy}}|_{\varphi=\frac{3\pi}{4}} \dots \quad (4.3)$$

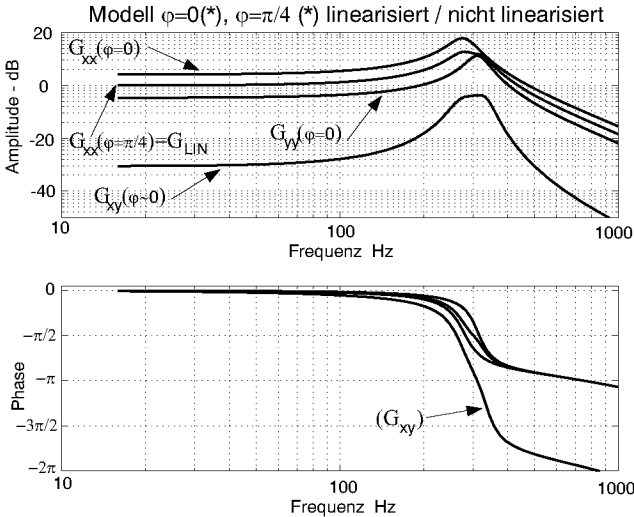


Abbildung 4.11: Modelliertes Übertragungsverhalten des geschlossenen Kreises bei $\varphi = 0$ (*).

gilt. Die Abbildung 4.11 verdeutlicht den Effekt der unterschiedlichen Steifigkeit ($G_{xx}(\varphi = 0)$ und $G_{yy}(\varphi = 0)$) gegenüber der linearisierten G_{LIN} . Zusätzlich ist die bei $(\varphi = 0)$ theoretisch nicht vorhandene Kopplung (G_{xy}) für einen realen Winkelfehler von $\varphi_{err} = 0.03 \pi$ dargestellt.

Für $\varphi = \frac{\pi}{4}$ (*) sind die direkten Übertragungsfunktionen G_{xx} und G_{yy} sowohl linearisiert als auch nicht linearisiert idealerweise identisch (Abbildung 4.12), während die Kopplung (G_{xy}) für $\varphi = \frac{\pi}{4}$ (*) im nichtlinearen Fall einen deutlich höheren Betragsgang als die im linearisierten Fall (hier mit starker Dämpfung, vergleichbar der des Winkelfehlers bei $\varphi \sim 0$) aufweist.

4.3.2 Verhalten in Luft...

4.3.2.1 Ideales Modell - adaptiertes Modell

Die Abbildungen 4.13 bis 4.19 beschreiben das gemessene Übertragungsverhalten des Lagers in Luft und werden mit einem adaptierten

4 Regelung: Resultate

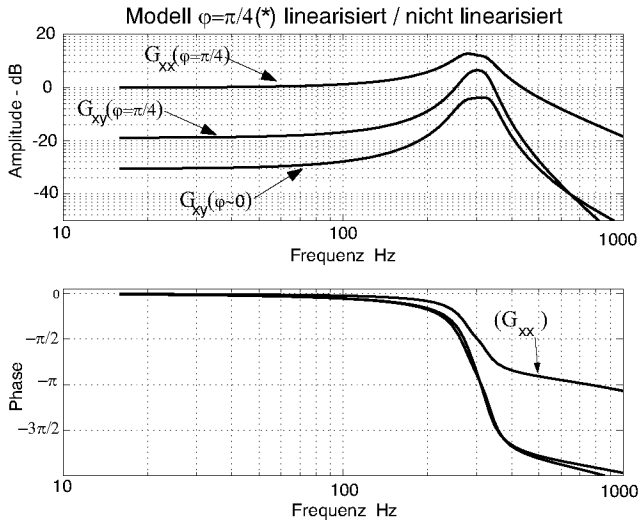


Abbildung 4.12: Modelliertes Übertragungsverhalten des geschlossenen Kreises bei $\varphi = \frac{\pi}{4} (*)$.

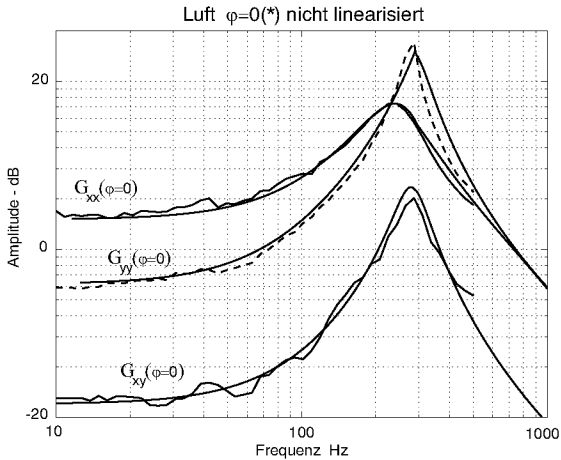


Abbildung 4.13: Geschlossener Kreis nicht linearisiert bei $\varphi = 0 (*)$.

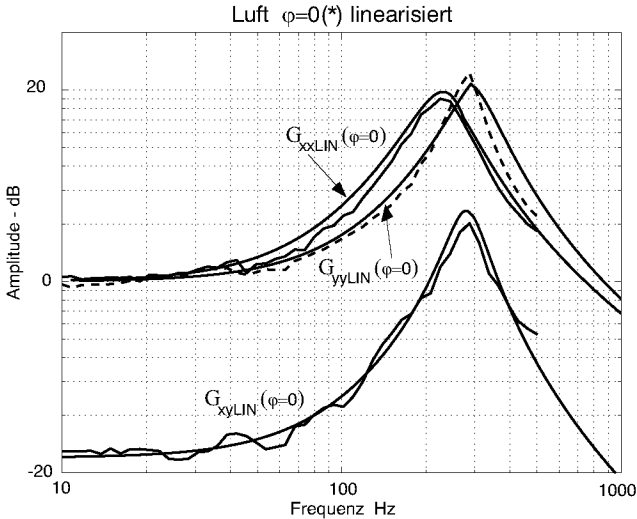


Abbildung 4.14: Geschlossener Kreis linearisiert bei $\varphi = 0(*)$.

Modell verglichen. Die Messungen zeigen, dass speziell im Bereich der Resonanz, also im höheren Frequenzbereich von 200 Hz-300 Hz, keine vollständige Linearisierung erreicht wird, während dies im Bereich bis 50 Hz der Fall ist. Es wurde deshalb ein adaptiertes Modell verwendet, und anhand der Messungen der Übertragungsfunktionen die identifizierten Parameter adaptiert und damit die Parameterunsicherheit ermittelt.

Die Abbildung 4.14 zeigt im Vergleich zum in Abbildung 4.11 dargestellten Modell die gemessenen Übertragungsfunktionen mit dem adaptierten Modell für die Position $\varphi = 0(*)$ unter Verwendung linearer Regelung. Das durch die Linearisierung veränderte Übertragungsverhalten bei gleicher Winkelposition ist in Abbildung 4.15 dargestellt. Im tieferen Frequenzbereich (bis 70 Hz) ist das Verhalten identisch, die Linearisierung also erfolgreich, während ab 70 Hz die Frequenzgänge divergieren und demnach keine vollständige Linearisierung erfolgt. Der Betragsgang der Kopplung bei $\varphi = 0(*)$ erfährt der Theorie entsprechend keine Veränderung durch die Linearisierung. In Abbildung 4.15 sind die für $\varphi = 0(*)$ relevanten

4 Regelung: Resultate

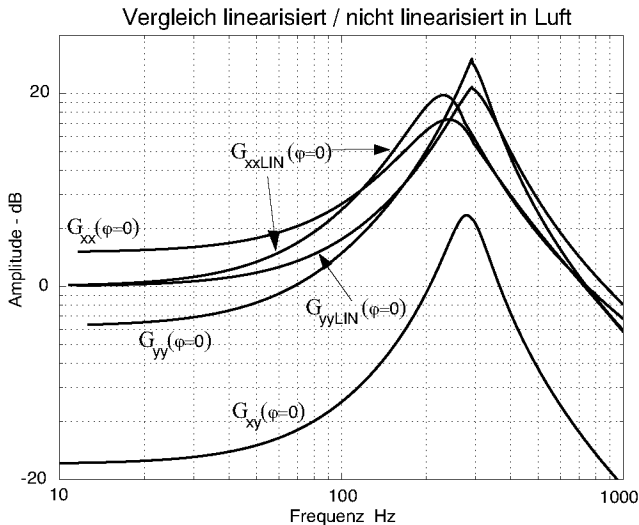


Abbildung 4.15: Geschlossener Kreis modelliert bei $\varphi = 0$ (*).

Frequenzgänge zusammengefasst, um den Effekt der Linearisierung zu verdeutlichen.

Der in Abbildung 4.16 für $\varphi = \frac{\pi}{4}$ (*) dargestellte Vergleich von linearisiertem und nichtlinearisiertem Verhalten, zeigt beinahe deckungsgleiche Betragsgänge für beide Achsen vor und nach der Linearisierung, während die Kopplung durch die Linearisierung deutlich beeinflusst wird.

Bisher dargestellte Messungen zeigten jeweils exemplarisch eine für die jeweilige Position äquivalente Messung (*). Dabei wurde von äquivalenten Winkelpositionen (Gleichung 4.2) mit identischem Übertragungsverhalten ausgegangen. Die in den Abbildungen 4.17 (nichtlinear) und 4.18 (linearisiert) dargestellten Winkelpositionen verdeutlichen die Variationen, welche vorwiegend durch toleranzbedingte Unsymmetrien begründet sind, jedoch auch Messfehler beinhalten. Während die geringen Variationen im unteren Frequenzbereich (bis 100 Hz) messbedingt nicht reproduzierbar sind, ist bei dem untersuchten Prototyp die parametersensitive Amplitudenvariation im Bereich der Re-

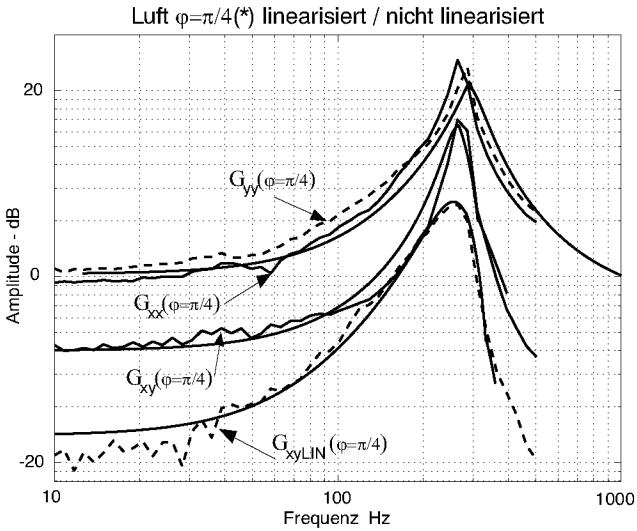


Abbildung 4.16: Geschlossener Kreis bei $\varphi = \frac{\pi}{4}$ (*).

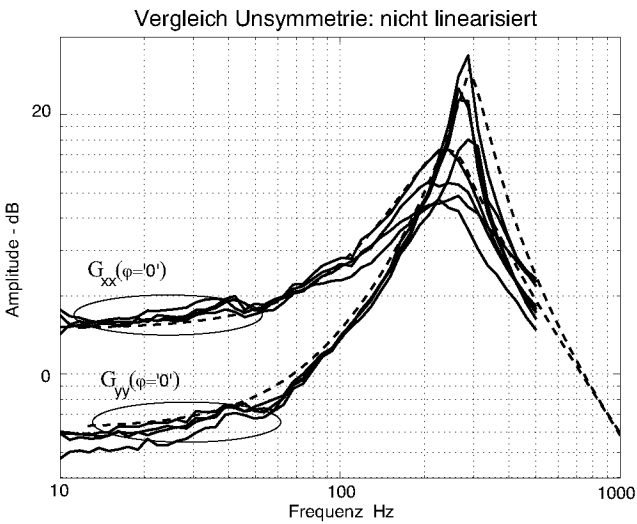


Abbildung 4.17: Variation maximale und minimale Steifigkeiten

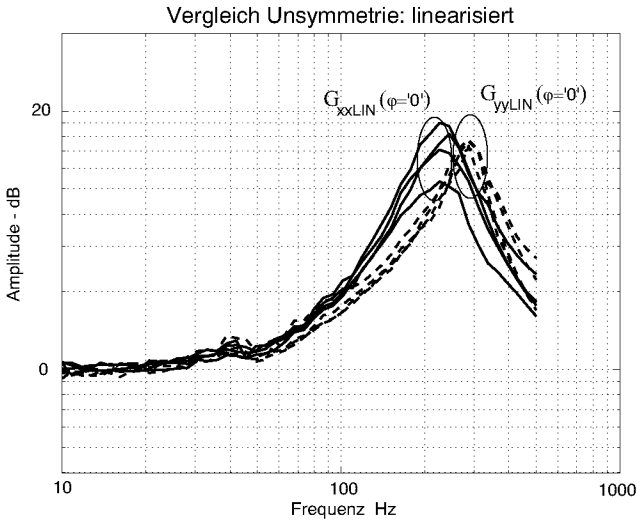


Abbildung 4.18: Variation des linearisierten Übertragungsverhaltens

sonanzfrequenz bei mehreren Messungen konstant. Ein Vergleich der nichtlinearen Messungen mit den linearen zeigt die gute Linearisierung bis etwa 100 Hz, während speziell im Bereich der Resonanz noch axiale Unterschiede bestehen.

Die Abbildung 4.19 wiederholt die Betragsgänge für $\varphi = 0(^*)$ und verdeutlicht die geringen und nur im Bereich der Resonanz vorhandenen Unterschiede der Phase.

4.3.3 ...und Verhalten in Wasser - ein Vergleich

In Abschnitt 3.5.3.1 wurde der Einfluss des gepumpten Mediums auf das Systemverhalten diskutiert. Die Abbildungen 4.20 bis 4.24 zeigen einen Vergleich mit den Betragsgängen in Luft, wobei diese nur mittels der adaptierten Modelle dargestellt werden.

Der Unterschied der Betragsgänge zwischen Luft und Wasser lässt

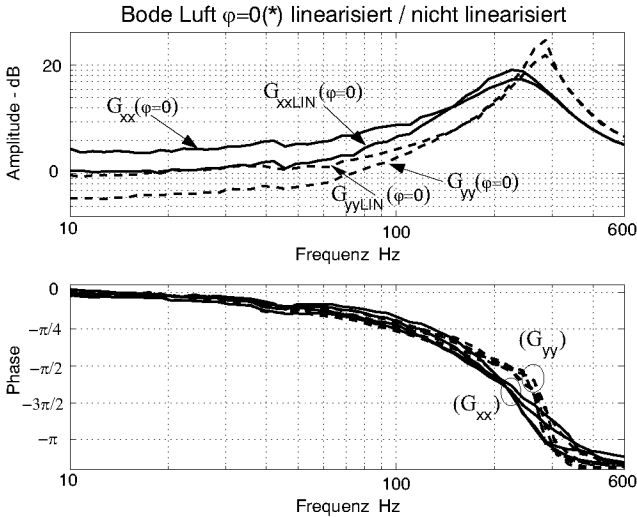


Abbildung 4.19: Geschlossener Kreis linearisiert und nicht linearisiert mit Phase

Rückschlüsse auf die Dämpfung und die äquivalente Masse zu, ist aber für eine Identifikation dieser Parameter zu ungenau.

Die Abbildungen 4.20 und 4.21 bzw. 4.22 vergleichen das Übertragungsverhalten in Wasser mit dem in Luft für den nichtlinearen (4.20) und den linearisierten (4.21) Fall. Die Dämpfung ist in Wasser grösser, weshalb die Amplitude eine deutlich geringere Resonanzüberhöhung aufweist, und diese u.a. durch die äquivalente Masse bei einer niedrigeren Frequenz eintritt.

In Abbildung 4.22 sind vier Messungen der Kopplung an der äquivalenten Position $\varphi = 0(*)$ durch eine fett gedruckte Darstellung betont. Die Unterschiede zweier jeweils ähnlicher Verläufe sind winkelfehlerbedingt, wie in Abschnitt 4.3.1, auch im Modell dargestellt. Vergleichsweise dazu ist auch das entsprechende Modell in Luft dargestellt.

Messungen in der Position $\varphi = \frac{\pi}{4}(*)$ werden in den Abbildungen

4 Regelung: Resultate

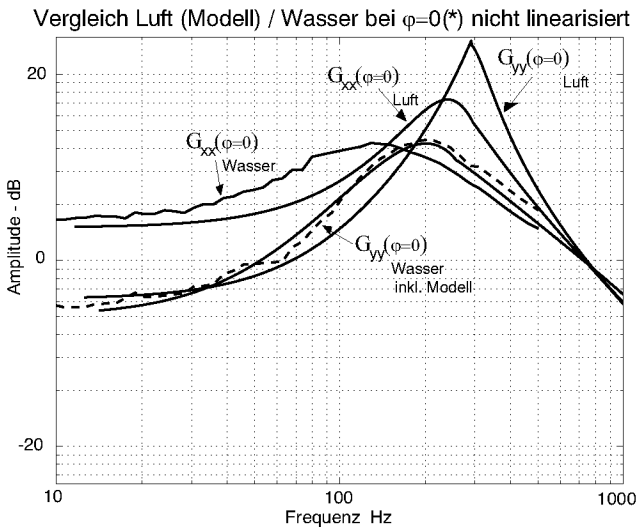


Abbildung 4.20: Vergleich Luft - Wasser nicht linearisiert bei $\varphi = 0(^*)$.

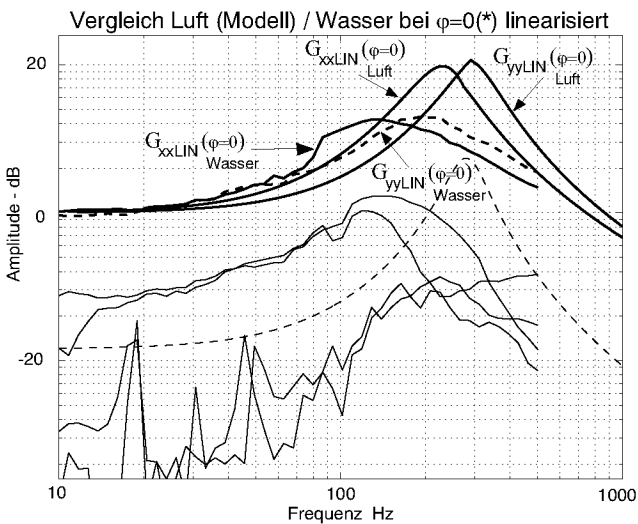


Abbildung 4.21: Vergleich Luft - Wasser linearisiert bei $\varphi = 0(^*)$.

4.3 Übertragungsverhalten

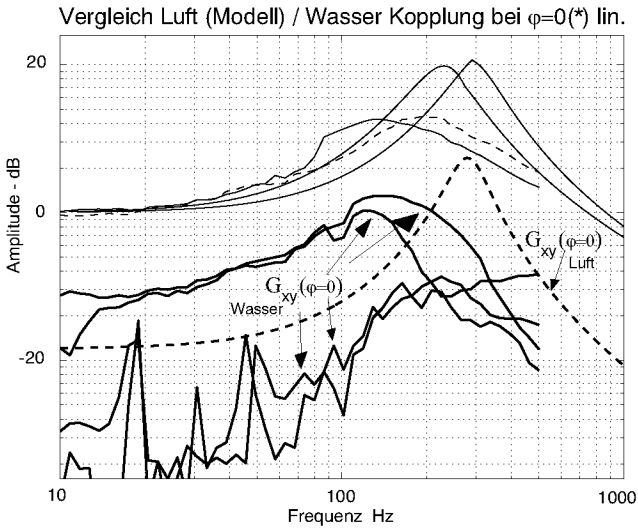


Abbildung 4.22: Vergleich Luft - Wasser nicht linearisiert bei $\varphi = 0(^*)$.

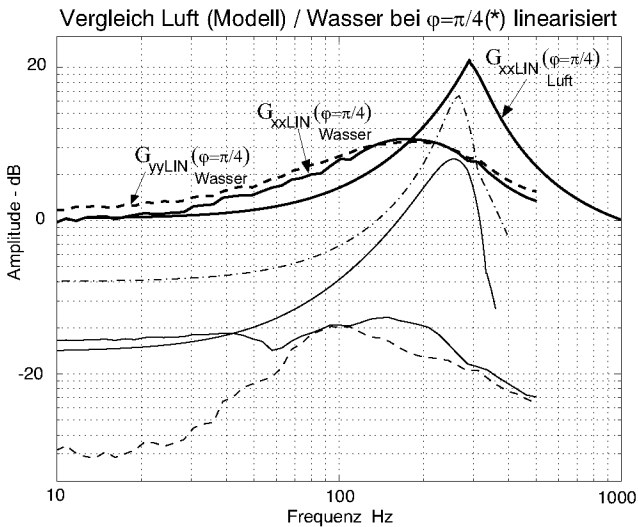


Abbildung 4.23: Vergleich Luft - Wasser linearisiert bei $\varphi = \frac{\pi}{4} (^*)$.

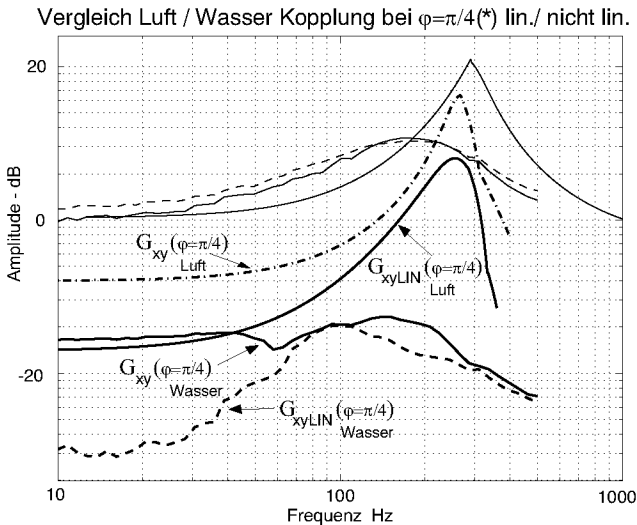


Abbildung 4.24: Vergleich Luft - Wasser linearisiert / nicht linearisiert bei $\varphi = \frac{\pi}{4}$ (*).

4.23 und 4.24 (Kopplung) dargestellt. Auch hier sind die Unterschiede von G_{xx} zu G_{yy} minimal und von der Linearisierung unbeeinflusst, während bei der Kopplung G_{xy} das Ziel der Linearisierung eine deutliche Reduktion der Amplitude ist, die wiederum im tieferen Frequenzbereich bessere Resultate aufweist.

4.4 Diskussion der Messresultate für die Regelung

Die Messungen sowohl im Zeitbereich, wo Führungs- Stör- und Betriebsverhalten untersucht wurden, als auch im Frequenzbereich, haben das Ziel, einen Vergleich zwischen der exakten Eingangs- Ausgangslinearisierung und der linearen Eingrößenregelung herzustellen.

Während in der Simulation die vollständige Linearisierung und Entkopplung gezeigt wurde, verbleibt im realen System eine geringe und

4.4 Diskussion der Messresultate für die Regelung

tolerierbare Restnichtlinearität und -kopplung bedingt durch Vereinfachungen, Parameterschwankungen, Modellunsicherheiten und Unsymmetrien.

Sowohl im Zeitverhalten als auch im Frequenzbereich konnten die Nichtlinearitäten um 80%–90% reduziert und dadurch der Leistungsverbrauch im Betrieb deutlich gesenkt werden. Der für die Messungen verwendete und auch im Vergleich zu einer PID-Regelung mit unterlagerter Stromregelung relativ einfache Rückkopplungsregler (Gleichung 3.9) würde bei einer weiteren Optimierung deutlich komplexer werden, wodurch die Wahrscheinlichkeit des Einsatzes in der Praxis sinkt. Aus diesem Aufwand-Nutzen Kompromiss wird derzeit der hier verwendete Regler als für diese Anwendung optimal betrachtet.

Die für die Messungen verwendeten E1-Prototypen sind fehlertolerant aufgebaut, was sich, falls kein Fehler auftritt, aber nicht auf das hier untersuchte Verhalten auswirkt. Nähere Überlegungen dazu siehe Abschnitt 6.10.1.

4 Regelung: Resultate

Kapitel 5

Kompensation harmonischer Signale

In Kapitel 2 wurde für die Modellierung der Pumpe davon ausgegangen, dass die Hauptträgheitsachsen mit den Achsen des Koordinatensystems übereinstimmen. Dies ist eine Vereinfachung, denn in diesem Fall könnte die hier behandelte Unwucht nicht entstehen. Die Flexibilität des Magnetlagers ermöglicht durch die gezielte Beeinflussung des Rotationsmittelpunktes ein zusätzliches leistungsstarkes Verfahren. Im Vergleich zur präsentierten Methode mittels Eingangs-Ausgangs-Linearisierung dem Hauptziel, der Leistungsreduktion, näher zu kommen, liefert die im folgenden vorgestellte Methode klar bessere Ergebnisse. Ohne der Anwendung der Kompensation von periodischen Kräften, also nur mit optimierter Regelung gemeinsam mit Hardwareoptimierung, wäre es nicht möglich gewesen, im Betriebspunkt die erforderliche Reduktion des Gesamtleistungsverbrauches zu erreichen.

Vibrationskompensation, -kontrolle, Unwuchtkompensation, oder Elimination synchroner Ströme, allgemeiner Signale oder auch Kompensation (Reduktion) periodischer Kräfte bzw. Signale - sämtliche Probleme können mit der vorgestellten Methode behandelt werden. Exemplarisch wird in dieser Arbeit von Vibrationskompensation gesprochen, da in der Anwendung sowohl die Lagerströme als auch die

Vibrationen reduziert werden. Auch die von den Schaufeln generierten Flügelradkräfte, die sich in höheren Harmonischen auswirken, können kompensiert werden.

5.1 Allgemeines

Unwuchtverhalten ist ein weit verbreitetes Problem auf dem Gebiet der rotierenden Maschinen. Das Ziel der Arbeit, Vibrationskompensation auf die Blutpumpe anzuwenden, entstand aus mehreren Beweggründen. Diese unterscheiden sich anwendungsspezifisch von den traditionellen Verwendungen dieser Algorithmenkategorie. Eine Analyse der periodischen Störkräfte im Betrieb zeigt (siehe Kapitel 6) den Bedarf der Kompensation. Die Unwucht und geometrische Inhomogenitäten bewirken Störkräfte, die adaptiv gefiltert werden können. Ziel ist die Entwicklung geeigneter *adaptiver* Filteralgorithmen zum softwaremässigen Kompensieren der Vibrationen in ihrer Grundschiwingung und höheren Harmonischen, um den Leistungsverbrauch sowie Vibrationen zu verringern. Erforderlich ist die Gewährleistung der Konvergenz der adaptiven Algorithmen bei periodischer Variation der Periodendauer der Störkräfte (periodische Änderung der Rotationsgeschwindigkeit).

In vielen Anwendungen wäre das Betreiben in der Nähe oder das Durchfahren von kritischen Drehzahlen ohne Vibrationskompensation gar nicht möglich. Sie dient der Stabilitätsbereichserweiterung und erhöht damit die Robustheit vieler Systeme. In den meisten industriellen Anwendungen dient das Verfahren dazu, die Unwucht, also die Grundschiwingung oder erste Harmonische, zu minimieren. Dies sind z.B. Turbomolukarpumpen oder Schwungräder, die zur Energiespeicherung verwendet werden.

Bei der Blutpumpe sind kritische Drehzahlen weitestgehend unbedeutend, weiters ist die Drehzahl im Vergleich zu Turbomolukarpumpen die bis 100.000 rpm und höher drehen gering. Obwohl kein Stabilitätsproblem ohne Vibrationskompensation existiert, wird sie dennoch eingesetzt, da sie einen grossen Beitrag zur Reduktion des Leistungsverbrauches leistet. Eine Verringerung des Stromverbrauches bietet auch die Möglichkeit, die Leistungselektronik zu optimieren und hilft damit Kosten zu senken, oder ermöglicht eine höhere Stellreserve bei

gleicher Leistungselektronik. Im Unterschied zu den meisten anderen Anwendungen werden hier mehrere Harmonische reduziert, was jedoch rechenaufwändig ist. Daher wird in Abschnitt 5.5 ein speziell für die Anwendung vereinfachter Algorithmus beschrieben. Damit kann bis zu 20 dB Signalreduktion erreicht werden.

5.2 Grundlagen

5.2.1 Klassifizierung

In der Literatur wird grundsätzlich zwischen zwei Varianten unterschieden: Adaptive Vibrationskompensation im offenen Kreis (open-loop) und im geschlossenen Kreis (closed-loop) d.h. zwischen feed-forward und feedback Strategien.

Bei den Open-loop Verfahren treten im gesamten Drehzahlbereich, auch speziell beim Durchfahren kritischer Drehzahlen, keine Stabilitätsprobleme auf. Diese Regelverfahren haben den Vorteil, das feedback-Regelsystem in keiner Weise zu beeinflussen. Daher kann das transiente Verhalten des Systems ohne Betrachtung der Unwucht optimiert werden. Als Nachteil ist die aufwändigere Initialisierung zu erwähnen. Es sind grundsätzlich genaue Kenntnisse der Strecke erforderlich, wengleich auch in [Knos95] einfachere Verfahren mit Streckenschätzung vorgestellt wurden.

Unter Vibrationskompensation im geschlossenen Kreis wird im Allgemeinen ein rotationssynchrones Notchfilter im Rückkopplungszweig verstanden. Dabei ist allerdings eine Stabilitätsuntersuchung bei kritischen Drehzahlen erforderlich - im vorliegenden Anwendungsfall werden keine kritischen Drehzahlen durchfahren. Als Nachteil gilt weiters, dass es schwierig ist, Notchfilter über einen grossen Frequenzbereich zu dimensionieren.

Alle diese Algorithmen zur Vibrationskompensation benötigen keine Initialinformation über Amplitude oder Phase der Unwucht.

5.2.2 Unwucht

Die Quelle der Unwucht, also der Grundschwingung bzw. *ersten* Harmonischen, liegt in der Diskrepanz zwischen Rotationsachse und der Hauptträgheitsachse. Bei drehendem Rotor resultiert diese Unwucht in eine Zentrifugalkraft, welche synchrone Vibrationen der Maschine zur Folge hat. Andere Kräfte, welche sich z.B. in höheren Harmonischen äussern, werden in Abschnitt 5.7 behandelt. Bei Anwendungen ohne Magnetlager ist ein Wuchten mit Zusatzmassen die einzige Möglichkeit, die Unwucht zu reduzieren. Magnetlager bieten die Möglichkeit, eine spezielle, aktive Regelung einzusetzen, um derartige periodische Unwucht- bzw. allgemein ausgedrückt, Störkräfte zu kompensieren bzw. zu reduzieren. Dies erfolgt im Wesentlichen durch ein Angleichen der Rotationsachse an die Hauptträgheitsachse.

Der folgende Teil der Arbeit stellt ein neuartiges Verfahren vor, welches für den vorliegenden Anwendungsfall des lagerlosen Scheibenmotors speziell optimiert wurde und gleichzeitig mehrere periodische Störkräfte eliminieren kann. Weiters handelt es sich um eine besonderes rechenzeit sparende Methode. Trotz vorhandener schneller Signalprozessoren, macht es Sinn, sich auch heute um einfache Algorithmen zu bemühen; einerseits steigt die Rechenzeit annähernd linear mit der Anzahl der zu kompensierenden Harmonischen, andererseits sinkt häufig die Fehlerwahrscheinlichkeit mit kürzer werdendem Code.

Bei langen Rotoren ist es grundsätzlich erforderlich, zwischen zwei Betrachtungsweisen zu unterscheiden: dem Starrkörperverhalten und den Besonderheiten des flexiblen Rotors je nach Drehzahl. Da dies in der vorliegenden Anwendung nicht unterschieden werden muss, ist eine vereinfachte Betrachtungsweise (Starrkörperverhalten) möglich, und kritische Drehzahlen müssen nicht berücksichtigt werden.

Eine andere Form der Unterscheidung bietet die Einteilung in rekursive, wo die zu kompensierenden Signale periodisch neu berechnet werden, und nichtrekursive Algorithmen. Eine plötzliche Veränderung der Unwucht (simulierte Unwucht) zeigt die Überlegenheit von rekursiven gegenüber nichtrekursiven Algorithmen.

Da in zahlreichen Anwendungen die aktuelle Drehzahl nicht bekannt ist (siehe [Beale92]), stossen dort konventionelle Algorithmen zur Vibrationskompensation an ihre Grenzen, weil für den Algorithmus ex-

akte Drehzahlinformationen zur Verfügung stehen müssen. Im lagerlosen Scheibenmotor bestehen verschiedene Möglichkeiten (über Hallensoren, siehe [Barl98]), oder sensorlos (siehe [HuwFur01]) an die Drehzahlinformationen zu kommen.

Erste Arbeiten am open-loop Verfahren wurden von Burrows, Sahinkaya ([Burr83], [Burr89]) durchgeführt und von Knospe (z.B. [Knos91], [Knos95], [Knos96] oder [Knos97]) weiterentwickelt. Die für permanentmagneterregte Scheibenmotoren (BSM) spezialisierte und im folgenden vorgestellte Methode des open-loop Verfahrens wurde erstmals in [Huett01] vorgestellt.

5.2.3 Notchfilter

Frühe Verfahren zur Unwuchtkompensation basierten auf dem Einfügen von Notchfiltern in die Regelschleife (siehe [Herz96]). Dadurch wird jedoch die Führungsübertragungsfunktion ($T_{yr} = \frac{G_{ol}}{1+G_{ol}}$) nachhaltig verändert. Dieses Einbringen eines im offenen Kreis (G_{ol}) dimensionierten Filters in ein geschlossenes System kann zu dessen Instabilität führen ([Knos91]). Der „notch“ ist in der Übertragungsfunktion immer an der Stelle der aktuellen Rotationsfrequenz vorhanden. Speziell im Bereich der Systembandbreite (hier etwa 100 Hz) ist es gefährlich, die dimensionierte Phasenreserve zu verschieben und damit Instabilität zu riskieren. Weiters ist es nicht wünschenswert, die Bandbreite unter die minimale Frequenz zur Vibrationskompensation zu legen. Abhilfe schafft eine beispielsweise in [Rut94] vorgestellte Methode, in der beobachterbasierte Reglerentwürfe zur Vibrationskompensation verwendet werden. Als Nachteil dieser Methode ist das erforderliche exakte Lagermodell, sowie die hohe resultierende Reglerordnung zu erwähnen.

5.3 Adaptive Vibrationskompensation

5.3.1 Theorie

Mit $m_z e$ als der geometrischen Unwucht (m_z sei die Zusatzmasse, die im Abstand e von der Mitte des perfekt gewuchteten Rotors angebracht ist) lässt sich die bei einer Rotationsfrequenz ω auftretende

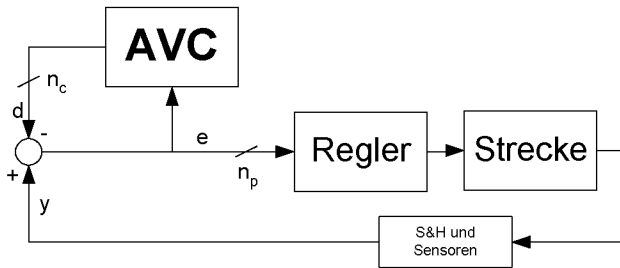


Abbildung 5.1: Struktur der Vibrationskompensation

Zentrifugalkraft darstellen als:

$$\begin{aligned}
 F &= m_z \cdot e \cdot \omega^2 \sin(\omega t + \zeta) \\
 F &= \sum_{k=1}^n m_k \cdot e_k \cdot (k\omega)^2 \sin(k\omega t + \zeta_k)
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Die Unwucht lässt sich gemäss Gleichung 5.1 zu einer allgemeinen Kraft erweitern, die auch zufolge höherer Harmonischer (hier $n=4$) auftritt und sich in einer Kombination von Ersatzmassen m_k in Ersatzexzentrizitäten e_k darstellen lässt. Der im folgenden vorgestellte und dann im speziellen weiterentwickelte Algorithmus zählt zur Kategorie der open-loop Verfahren. Die Basisüberlegungen stammen aus den Arbeiten von Burrows und Knospe (z.B. [HoKn94]). Eine feed-forward Technik wird u.a. von [Betsch00] oder [Hirsch02] eingesetzt.

Das Konzept der adaptiven Vibrationskompensation besteht im wesentlichen darin, dass im Signalprozessor drehzahlsynchrone Stör-signale generiert und vom Rückkopplungspfad subtrahiert werden. Amplitude und Phase dieser harmonischen Signale werden periodisch aktualisiert, um die aktuelle Unwucht zu minimieren. Ist die Zeit zwischen aufeinanderfolgenden Aktualisierungen deutlich länger als die grösste im System auftretende Zeitkonstante, so wird der Algorithmus das transiente Verhalten des Systems nur unwesentlich beeinflussen. Aus diesem Grund kann von einem Open-loop Verfahren gesprochen werden.

$$\mathbf{x}^F = \mathbf{T}_\omega \mathbf{u}^F + \mathbf{x}^F_0 \tag{5.2}$$

beschreibt den Zusammenhang zwischen: $\mathbf{u}^{\mathbf{F}}$, dem in das Magnetlager eingespeiste Kompensationssignal im Frequenzbereich (m -Vektor), $\mathbf{x}^{\mathbf{F}}$, den synchronen Fourierkoeffizienten der Vibration erster Ordnung (n -Vektor) und $\mathbf{x}^{\mathbf{F}}_0$, den synchronen Fourierkoeffizienten der unkontrollierten Vibration (n -Vektor). Die Matrix \mathbf{T} (Dimension $n \times m$) ist eine reellwertige Übertragungsmatrix die den Zusammenhang zwischen den einzuspeisenden Signalen und den Vibrationsmessungen beschreibt. Der Vektor der synchronen Fourierkoeffizienten $\mathbf{x}^{\mathbf{F}}$ wird im Betrieb über eine Faltung des gemessenen (z.B. Sensor-) Signals mit Sinus- und Cosinusfunktionen der aktuellen Rotationsfrequenz ermittelt. Der Vektor der eingespeisten Fourierkoeffizienten $\mathbf{u}^{\mathbf{F}}$ bestimmt die Amplitude und die Phase des Steuersignals, und legt daher eine Prädiktion der Kompensationskräfte fest. Die Matrix \mathbf{T} repräsentiert die Übertragungsfunktion zwischen Reglereingang und Kompensationssignal ($\frac{-1}{1-G_{oi}}$) und ist daher abhängig von der Rotordynamik, dem Lager, Gehäuse und Rotationsfrequenz. Die Ermittlung von \mathbf{T} erfolgt via Identifikation der Stecke, beispielsweise wie in [Betsch00] näher vorgestellt. Prinzipiell kann das Kompensationssignal entweder von den rückgekoppelten Sensorsignalen oder vom Reglerausgang subtrahiert werden. Im vorliegenden Anwendungsfall wird der Ausgang der Vibrationskompensation vor dem Positionsregler eingespeist.

Die Optimierungsfunktion $J = \mathbf{x}^{\mathbf{F}T} \mathbf{x}^{\mathbf{F}}$ liegt dem vorgestellten Algorithmus als Qualitätskriterium zugrunde. Substituiert man Gleichung 5.2 in J , differenziert man die Optimierungsfunktion einmal und setzt man das Ergebnis

$$\frac{dJ}{du} = \mathbf{u}^{\mathbf{F}T} \mathbf{T}_{\omega}^T \mathbf{T}_{\omega} + \mathbf{x}^{\mathbf{F}}_0 \mathbf{T}_{\omega}$$

gleich Null, erhält man das optimale globale Regelgesetz:

$$\mathbf{u}^{\mathbf{F}} = -(\mathbf{T}_{\omega}^T \mathbf{T}_{\omega})^{-1} \mathbf{T}_{\omega}^T \mathbf{x}^{\mathbf{F}}_0$$

Mit dem Index k wird die k -te Aktualisierung im Algorithmus verdeutlicht. Damit kann eine rekursive Formulierung des Problems erreicht und auch die unkontrollierte Vibration, \mathbf{x}_0 , eliminiert werden. Aus

$$\mathbf{x}^{\mathbf{F}}_k = \mathbf{T}_{\omega} \mathbf{u}^{\mathbf{F}}_k + \mathbf{x}^{\mathbf{F}}_{0k}$$

5 Kompensation harmonischer Signale

wird die Änderung der Aktualisierung $\mathbf{x}^{\mathbf{F}}_k$ auf $\mathbf{x}^{\mathbf{F}}_{k+1}$ in einem quasi-statischen Modell beschrieben als:

$$\mathbf{x}^{\mathbf{F}}_{k+1} = \mathbf{x}^{\mathbf{F}}_k + \mathbf{T}_\omega (\mathbf{u}^{\mathbf{F}}_{k+1} - \mathbf{u}^{\mathbf{F}}_k) \quad (5.3)$$

Quasi-statisch deswegen, da angenommen wird, dass sich die Drehzahl des Rotors hinreichend langsam verändert, sich die Kompensationssignale in einem eingeschwungenen Zustand befinden und somit die Fourierkoeffizienten korrekt ermittelt werden können. Daher müssen auch transiente Vorgänge innerhalb zweier Aktualisierungen abklingen, um diese nicht zu beeinflussen. Somit kann eine minimale Abtastrate des Algorithmus bestimmt werden.

5.3.2 Algorithmus

Ein abermaliges einfaches Differenzieren der Optimierungsfunktion J mit der Substitution durch die Gleichung 5.3 ergibt das lokale Regelgesetz:

$$\mathbf{u}^{\mathbf{F}}_{k+1} = \mathbf{u}^{\mathbf{F}}_k - \mu \mathbf{A}_\omega \mathbf{x}^{\mathbf{F}}_k \quad (5.4)$$

wobei \mathbf{A}_ω die optimale Übertragungsmatrix für die Kompensation darstellt.

$$\mathbf{A}_\omega = \mathbf{T}_\omega^{-1} \quad (5.5)$$

$$\mathbf{u}^{\mathbf{F}}_{k+1_{opt}} = \mathbf{u}^{\mathbf{F}}_k - \mu \mathbf{T}_\omega^{-1} \mathbf{x}^{\mathbf{F}}_k \quad (5.6)$$

Der Parameter μ dient zur Justierung der Konvergenzgeschwindigkeit. Gleichung 5.5 für \mathbf{A}_ω ist nur gültig im Falle, dass die Anzahl der Eingänge der Vibrationskompensation gleich der Anzahl der Ausgänge $n_p = n_c$ ist, also \mathbf{T}_ω und daher \mathbf{A}_ω quadratisch sind. Beide sind abhängig von der Rotationsfrequenz ω . \mathbf{A}_ω repräsentiert die optimale Kompensationsmatrix, also die Matrix, die zum besten Konvergenzverhalten führt, und keinesfalls die einzige stabile Matrix. In Abschnitt 5.5 werden möglichst einfache Matrizen untersucht, die noch zu einem, für den Anwendungsfall zufriedenstellenden, Konvergenzverhalten führen. Aufgrund der Frequenzabhängigkeit von \mathbf{A}_ω müsste, um optimales Verhalten zu erreichen, für jede Frequenz eine eigene Matrix vorhanden und daher im DSP gespeichert sein. Da

aber auch die Messung von \mathbf{T}_ω fehlerbehaftet ist, ist es notwendig, einen stabilen Konvergenzbereich (siehe Abschnitt 5.4.1 und 5.6.1), zu definieren.

5.4 Drehzahlsynchrone Signale

5.4.1 Messung der Übertragungsfunktion

Aus verschiedenen Gründen ist es erforderlich, eine spezielle Struktur zur Kompensation periodischer Kräfte herzuleiten. Zum einen muss die starke Nichtlinearität des Lagers über den Winkel berücksichtigt werden und andererseits sollen mindestens vier Harmonische gleichzeitig und in möglichst kurzer Zeit kompensiert werden. Im, wie erwähnt, kostengünstigen Segment der Festkommaprozessoren spielt die effiziente Implementierung eine entscheidende Rolle (siehe Abschnitt 6.10.1). Um zu einer Kompensationsmatrix zu gelangen, ist die Messung der Sensitivitätsfunktion $S(j\omega)$ oder Übertragungsfunktion der Vibrationskompensation erforderlich.

$$S(j\omega) = \frac{e}{d} = \frac{-1}{1 - R(j\omega)G(j\omega)} = \frac{-1}{1 - L(j\omega)}$$

\mathbf{T}_ω wird aus $S(j\omega)$ für die aktuelle Drehzahl ermittelt, um zur Kompensationsmatrix zu gelangen. Eine Messung der Sensitivitätsfunktion für die drei charakteristischen Winkel $\varphi = 0, \frac{\pi}{4}$ und $\frac{\pi}{2}$ ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Das Übertragungsverhalten aller anderen Winkel befindet sich zwischen den maximalen ($\varphi = \frac{\pi}{2}$) und minimalen ($\varphi = 0$) dargestellten Amplituden- und Phasengängen. Die Messung erfolgte für die x -Achse, welche ein symmetrisches Verhalten gegenüber der y -Achse aufweist. Wie in Kapitel 2 vorgestellt, ist das Lager nichtlinear und daher $S(j\omega)$ nur parametrisiert für einen bestimmten Winkel φ darstellbar, also $S(j\omega, \varphi)$. Die für diese Nichtlinearität verantwortliche Kraftkomponente (Gleichung 2.17) besteht, wie beschrieben, aus zwei Teilen, welche getrennt betrachtet werden können. Die Steifigkeitsvariation k_{sv} (π periodisch in φ), deren Maxima bei $\varphi = 0$ und π liegen, die Minima dazwischen bei

5 Kompensation harmonischer Signale

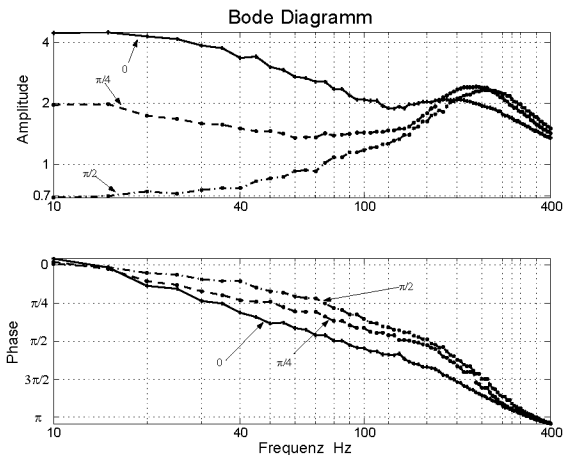


Abbildung 5.2: Sensitivitätsfunktion für $\varphi = 0, \frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{2}$

$\varphi = \frac{\pi}{2}$ und $\frac{3}{2}\pi$, kann bei einer SISO-Betrachtung berücksichtigt werden. In einem solchen Fall wäre die Kopplung k_{sc} zu vernachlässigen. Diese verschwindet bei $\varphi = 0 + i \cdot \frac{\pi}{2}$ für $i \in \mathbb{Z}$ und hat ihren maximalen Einfluss bei $\varphi = \frac{\pi}{4} + i \cdot \frac{\pi}{2}$ für $i \in \mathbb{Z}$. Die Messung der Sensitivitätsfunktion für das linear geregelte Lager (Abbildung 5.2) verdeutlicht die Amplitudenvariation, die vor allem im unteren Frequenzbereich einen starken Einfluss hat. Daher ergibt sich eine Übertragungsmatrix ($\mathbf{T}_\omega = \mathbf{T}_\omega(\varphi)$), die sowohl von der Frequenz, als auch von der Winkelposition abhängig ist, womit auch die optimale Kompensationsmatrix winkelabhängig wird: $\mathbf{A}_\omega(\varphi)$.

Eine prinzipielle Struktur der Vibrationskompensation einer Achse für die Unwucht zeigt Abbildung 5.3. Für den Algorithmus müssen drehzahlsynchrone harmonische Signale zur Transformation der Sensor- bzw. Kompensationssignale in den Frequenzbereich, bzw. zurück, generiert werden. Im ersten Teil werden die synchronen Fourierkoeffizienten (\mathbf{x}^F) gebildet. Deren Aktualisierung erfolgt mit einer deutlich niedrigeren Frequenz als der Positionsregelfrequenz des Lagers. Dies zeigen die Blöcke für die diskrete Integration und die Sample and Hold Elemente.

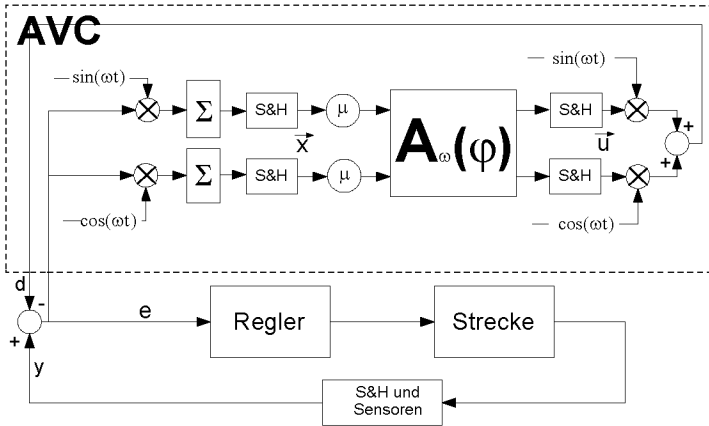


Abbildung 5.3: Prinzip der Vibrationskompensation

5.4.2 Einfluss der Regelung

Für die Initialisierung der Kompensation muss die Übertragungsfunktion \mathbf{T} ermittelt werden. Diese wird vom Regler beeinflusst. Das Ziel ist es aber, eine reglerunabhängige Kompensation zu erhalten. Die zu kompensierenden Ströme werden als resultierende Kräfte im Abstand δ_ε von der Mitte dargestellt. Ausgehend von der vereinfachten Bewegungsdifferentialgleichung (siehe auch 3.4) des einachsigen, geregelten Magnetlagers, wird diese um die Unwuchtkräfte erweitert (hier wird vereinfacht nur die Unwucht der Grundschiwingung dargestellt, für die Oberschwingungen muss die rechte Seite der Differentialgleichung entsprechend erweitert werden).

$$m \ddot{x} + \frac{1}{R} k_i k_{(\dot{\mathbf{p}})} \dot{x} + c_v k_s x = c_v k_s F_R [\delta_\varepsilon e^{j\varphi}] + \frac{1}{R} k_i k_{(\dot{\mathbf{p}})} F_R [\delta_\varepsilon e^{j\varphi}]$$

Nun kann die Abhängigkeit des Übertragungsverhaltens von der geregelten Magnetlagersteifigkeit ermittelt werden. Die Lösung der Differentialgleichung für den Amplitudenverlauf (dargestellt in Abbildung

5 Kompensation harmonischer Signale

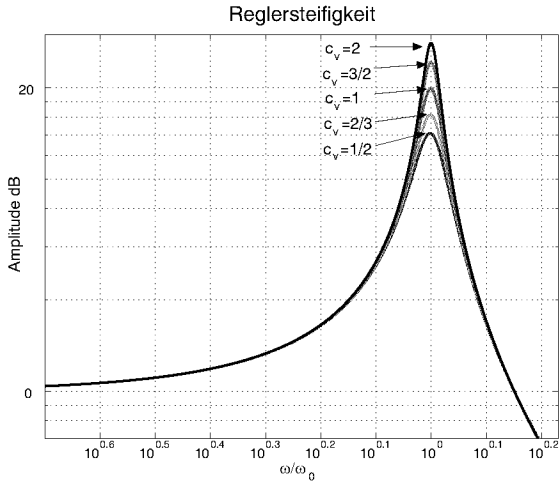


Abbildung 5.4: Amplitudenkurve bei variierender Magnetlagersteifigkeit

5.4) und die Phase lautet:

$$|G(j\omega)| = \delta_\varepsilon \sqrt{\frac{(c_v k_s)^2 + \left(\frac{1}{R} k_i k_{(\dot{\mathbf{p}})} \omega\right)^2}{(c_v k_s - m\omega^2)^2 + \left(\frac{1}{R} k_i k_{(\dot{\mathbf{p}})} \omega\right)^2}}$$

$$\tan \gamma = \frac{m \frac{1}{R} k_i k_{(\dot{\mathbf{p}})} \omega^3}{c_v k_s (c_v k_s - m\omega^2) + \left(\frac{1}{R} k_i k_{(\dot{\mathbf{p}})} \omega\right)^2}$$

5.4.2.1 Bereich der Eigenfrequenz ω_0

Die natürliche Frequenz des geregelten Kreises lautet gemäss Gleichung 3.5 bei nichtlinearem Gesamtübertragungsverhalten

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{c_{RL}}{m}} = \sqrt{\frac{(1 - c_s)c_{RL}}{m}} \dots \sqrt{\frac{(1 + c_s)c_{RL}}{m}}$$

und variiert bei verschiedenen geregelten Steifigkeiten ($c_v = 0.5 \dots 2$):

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(1 - c_s)c_v k_s}{m}} \dots \sqrt{\frac{(1 + c_s)c_v k_s}{m}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{k_s}{m}} \dots \sqrt{3} \sqrt{\frac{k_s}{m}}$$

5.4.2.2 Diskussion

Gemäss Gleichung 3.4 und Abschnitt 3.2 überlagern sich hier zwei Effekte:

- Steifigkeitsvariation k_{sv} und
- Reglereinstellung

Wird also hier das nichtlineare Lager betrachtet, so variiert bei einer fixen linearen Reglereinstellung bereits die Amplitudenkurve aufgrund der Steifigkeitsvariation k_{sv} . Wird das Lager linearisiert, entspricht die Variation in Abbildung 5.4 unterschiedlichen Reglereinstellungen. Werden verschiedene lineare Regler bei der nichtlinearen Strecke verwendet, so entspricht dies einer Überlagerung der beiden Effekte, die sich kompensieren und addieren können und daher ebenso in Abbildung 5.4 enthalten sind. Da die Kompensation so ausgelegt wird, dass sie als lineares Verfahren auf die linear geregelte, nichtlineare Strecke anwendbar ist, und sie daher entsprechend konservativ ausgelegt wird, so kann auch der verwendete Regler in einem bestimmten Bereich um die natürliche Steifigkeit variieren, um noch stabiles Konvergenzverhalten zu gewährleisten.

5.5 Vereinfachte Kompensationsmatrix

5.5.1 Reduktion der Matrizenzahl

Die ermittelte Sensitivitätsfunktion ist sowohl winkel- als auch frequenzabhängig. Damit hängt auch die optimale Kompensationsmatrix von der Frequenz ab. Unter vorläufiger Vernachlässigung der Winkelabhängigkeit sollen Frequenzbereiche mit für die Applikation ausreichender Konvergenz ermittelt werden. Theoretisch müsste

für optimales Verhalten für jede Frequenz bei der kompensiert werden soll, eine Matrix am DSP gespeichert sein. Dies führt zu einem hohen Speicherbedarf, besonders bei Anwendungen mit grossem Frequenzbereich. In [Betsch00] und [Knos97] wurden Methoden zur Reduktion der Anzahl an Kompensationsmatrizen für lineare Systeme vorgestellt. Nachdem Gleichung 5.5 die *optimale* Matrix darstellt, können auch andere zur stabilen Konvergenz verwendet werden. Der Frequenzbereich, in dem die Kompensation von Interesse ist, kann also in Teilbereiche $[\omega_{il} \dots \omega_{ih}]$ aufgeteilt werden. Aus der Kombination von Gleichung 5.3 und 5.4 ergibt sich folgende Beziehung für den Vibrationsvektor:

$$\mathbf{x}^{\mathbf{F}}_{k+1} = (\mathbf{I} - \mathbf{A}_\omega \mathbf{T}_\omega) \mathbf{x}^{\mathbf{F}}_k \quad (5.7)$$

Für optimale Konvergenz wird $\mu = 1$ gesetzt. Damit sich die 2er Norm des Vektors $\mathbf{x}^{\mathbf{F}}$ bei jedem Rechenschritt verringert ($\|\mathbf{x}^{\mathbf{F}}_{k+1}\|_2 < \|\mathbf{x}^{\mathbf{F}}_k\|_2$), wird eine Konvergenzbedingung formuliert. Eine Matrix \mathbf{A}_{ω_k} für stabile Konvergenz erfülle dann jeweils die folgende hinreichende Konvergenzbedingung, wobei $[\omega_{il} < \omega_i < \omega_{ih}]$ ist.

$$\bar{\sigma}(\mathbf{I} - \mu \mathbf{A}_\omega \mathbf{T}_\omega) < 1 \quad (5.8)$$

für $\mathbf{T}_\omega \in [\omega_{il} \dots \omega_{ih}]$. $\bar{\sigma}(\dots)$ sei der maximale Singularwert, welcher bei quadratischen Matrizen dem maximalen absoluten Eigenwert von (...) entspricht.¹ Im Randbereich der Bedingung 5.8, also z.B. bei Kombinationen $\mathbf{A}_{\omega_i} \mathbf{T}_{\omega_{il}}$ liegt der maximale Singularwert in den meisten Fällen näher bei „1“ als bei der jeweils optimalen Matrix, was einem langsameren Konvergenzverhalten entspricht. Weiters wurden Algorithmen präsentiert (unter Verwendung der LMI Toolbox unter MATLAB[®]), die für die betrachteten Frequenzbereiche optimierte Matrizen ermitteln und keine direkte Inversion einer der gemessenen Übertragungsmatrizen \mathbf{T}_{ω_i} sind.

¹Eine notwendige und hinreichende Bedingung für stabile Konvergenz liefert $\rho(\mathbf{I} - \mu \mathbf{A}_\omega \mathbf{T}_\omega) < 1$ (ρ = Spektralradius). Da dieser im Allgemeinen schwieriger zu ermitteln ist, wird Bedingung 5.8 verwendet.

5.5.2 Matrix für das nichtlineare System

Nun gilt es, für das vorliegende (nichtlineare) System des lagerlosen Scheibenmotors möglichst wenige Matrizen bei genügend schneller Konvergenz zu finden. Da die Stabilitätsüberprüfung aber noch die Winkelabhängigkeit des Systems beinhalten muss, wird die Bedingung 5.8 wie folgt erweitert:

$$\begin{aligned} \bar{\sigma}(\mathbf{I} - \mu \mathbf{A}_{\omega_i} \mathbf{T}_{\omega_0}) &< 1 \\ \bar{\sigma}\left(\mathbf{I} - \mu \mathbf{A}_{\omega_i} \mathbf{T}_{\omega_{\frac{\pi}{4}}}\right) &< 1 \\ \bar{\sigma}\left(\mathbf{I} - \mu \mathbf{A}_{\omega_i} \mathbf{T}_{\omega_{\frac{\pi}{2}}}\right) &< 1 \end{aligned} \quad (5.9)$$

Die Verwendung einer winkelabhängigen Kompensationsmatrix, und daher einer nichtlinearen Kompensation, soll vermieden werden. Gleichung 5.8 muss daher nicht nur für alle Frequenzen, sondern auch für alle Winkel erfüllt sein. Dies ist eine konservative Abschätzung, da mit Gleichung 5.9 die Extreme des Übertragungsverhaltens betrachtet werden. Bei der Rotation befindet sich das Lager also immer innerhalb der Grenzen des betrachteten Amplituden- und Phasenbandes. In einem ersten Schritt ist zu überprüfen, ob bei einer bestimmten Frequenz die Konvergenzbedingung für alle Winkel erfüllt ist. Als Basis dafür wird die Messung der Übertragungsmatrix bei $\varphi = \frac{\pi}{4}$ herangezogen und Gleichung 5.8 für vier Winkelpositionen ($\varphi = 0, \frac{\pi}{8}, \frac{3\pi}{8}$ und $\frac{\pi}{2}$) überprüft. Die Singularwerte mit der optimalen Matrix sind alle Null, also $(\bar{\sigma}(\mathbf{I} - \mu \mathbf{A}_{\omega_i, \frac{\pi}{4}} \mathbf{T}_{\omega_i, \frac{\pi}{4}}) = 0)$. Eine Auswertung dieses Tests zeigt Abbildung 5.5 über einen Frequenzbereich von 20 Hz bis 400 Hz, ein Bereich der in der Praxis relevant ist.

Die maximalen Singularwerte liegen im gesamten betrachteten Frequenzbereich deutlich unter „1“ und gemäss Gleichung 5.9 wird eine stabile Konvergenz erwartet. Es ist allerdings nicht wünschenswert, eine Matrix für jede Frequenz (in diesem gemessenen Fall in 5 Hz-Schritten) abzuspeichern. Daher ist es erforderlich, mittels Bedingung 5.8 Matrizen zusammenzufassen und grössere Frequenzbereiche stabiler Konvergenz zu finden. Abbildung 5.2 zeigt, dass die Amplitude der Sensitivitätsfunktion beträchtlich variiert. Dies ist speziell im unteren Frequenzbereich, bis zu Faktor 4, der Fall, und trotzdem ist die Konvergenzbedingung erfüllt. Die Amplitude scheint daher von untergeordnetem Einfluss zu sein. Aufgrund der Winkelabhängigkeit

5 Kompensation harmonischer Signale

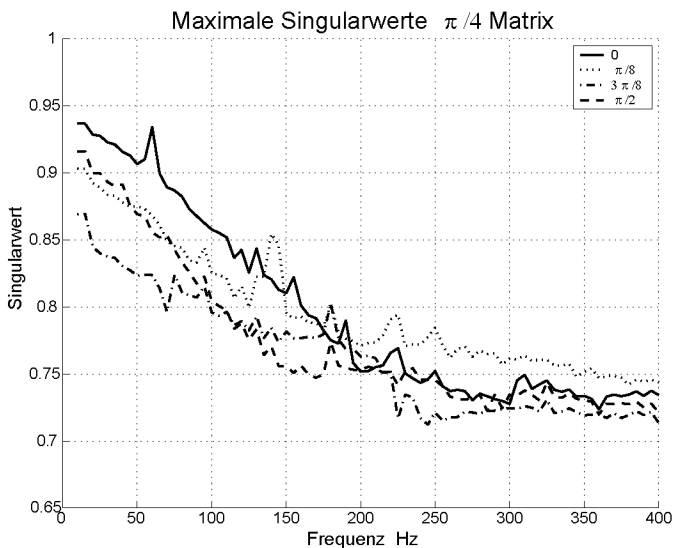


Abbildung 5.5: Singularwertverlauf für $\frac{\pi}{4}$ -Matrix

ist es nicht möglich, offensichtlich aber auch nicht erforderlich (vgl. 5.6.1), die Amplitude bei der Suche nach einer möglichst allgemeinen Matrix \mathbf{A}_ω zu berücksichtigen. Die einfachste Matrix wäre die Einheitsmatrix. Die Überprüfung der Konvergenzbedingung für diesen Fall ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Für keine Frequenz über 30 Hz ist eine Konvergenz zu erwarten.

5.5.3 Einfluss der Phase

Die Phase (γ) muss berücksichtigt werden. In Abbildung 5.2 ist der Abstand im Phasenband zwischen den Extremen geringer als im Amplitudenband. Wird also eine mittlere Phase $\gamma_{\frac{\pi}{4}}$ berücksichtigt, kann der Abstand zu den anderen Phasen $\gamma_0, \gamma_{\frac{\pi}{2}}$ vernachlässigt werden, da diese Variation geringer ausfällt. Eine Überprüfung dieser Aussage erfolgt wieder mit der Konvergenzbedingung. Der entsprechende Singularwertverlauf ist in Abbildung 5.7 dargestellt. Ein Vergleich zu Abbildung 5.5 zeigt betragsmässig vergleichbare Verläufe. Da der

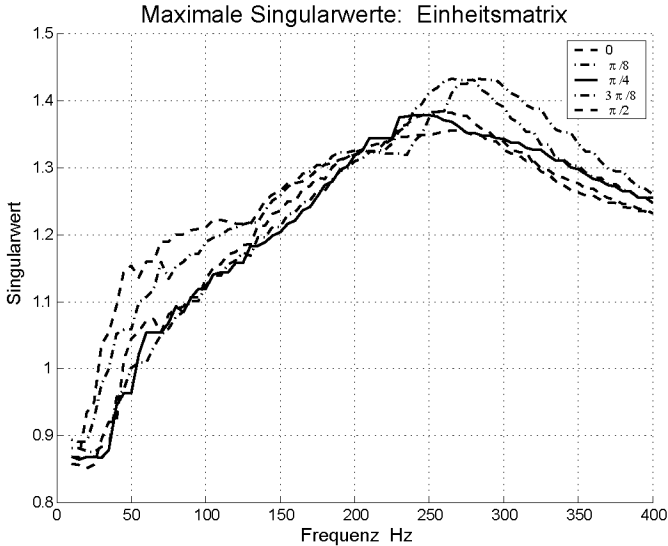


Abbildung 5.6: Singularwertverlauf mit Einheitsmatrix

Betrag der maximalen Singularwerte als Mass für die Konvergenzgeschwindigkeit herangezogen wird, kann folgende Annahme getroffen werden: Die Verwendung von lediglich der Phaseninformation für die Kompensation führt im vorliegenden Fall zu einem ähnlichen Konvergenzverhalten, wie unter Verwendung der jeweils optimalen Matrix $\mathbf{A}_{\omega_{opt}}$, was die Praxis gezeigt hat.

In diesem Fall wird also eine Rotationsmatrix als Kompensationsmatrix verwendet: $\mathbf{A}_{\omega} = \mathbf{Rot}(\gamma(\omega)) = \begin{bmatrix} \cos(\gamma(\omega)) & \sin(\gamma(\omega)) \\ -\sin(\gamma(\omega)) & \cos(\gamma(\omega)) \end{bmatrix}$

Damit vereinfacht sich die Struktur der Vibrationskompensation zu Abbildung 5.8.

5.5.4 Vibrationskompensation ohne Matrix

Um zu einer weiteren Vereinfachung zu gelangen, wird zunächst das eingespeiste Kompensationssignal im Abtastschritt r im Frequenzbereich direkt (nicht rekursiv) ermittelt (Gleichung 5.10).

5 Kompensation harmonischer Signale

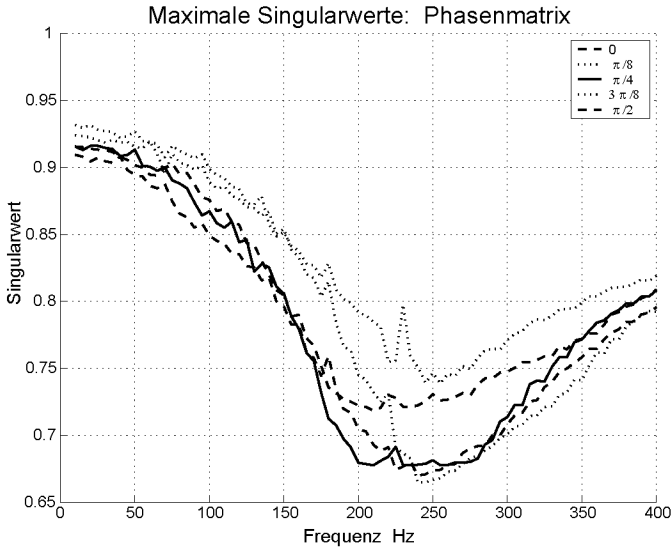


Abbildung 5.7: Singularwertverlauf mit ”mittlerer Phase”

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{k+1} &= \mathbf{u}_k - \mu \mathbf{Rot}(\gamma(\omega)) \mathbf{x}_k \\ \mathbf{u}_r &= -\mu \mathbf{Rot}(\gamma(\omega)) \sum_{k=0}^{r-1} \mathbf{x}_k \end{aligned} \quad (5.10)$$

$$\mathbf{u}_r = -\mu \begin{pmatrix} \cos(\gamma(\omega)) \sum_{k=0}^{r-1} x_k \sin + \sin(\gamma(\omega)) \sum_{k=0}^{r-1} x_k \cos \\ -\sin(\gamma(\omega)) \sum_{k=0}^{r-1} x_k \sin + \cos(\gamma(\omega)) \sum_{k=0}^{r-1} x_k \cos \end{pmatrix}$$

Das Kompensationssignal setzt sich im Zeitbereich aus den Multiplikationen der drehzahlsynchronen harmonischen Signale mit den Kompensationskoeffizienten und der anschließenden Addition zusammen:

$$d(t|_r) = \mathbf{u}_r \cdot \begin{pmatrix} \sin(\omega t) \\ \cos(\omega t) \end{pmatrix} = d(t|_r)_{\sin} + d(t|_r)_{\cos}$$

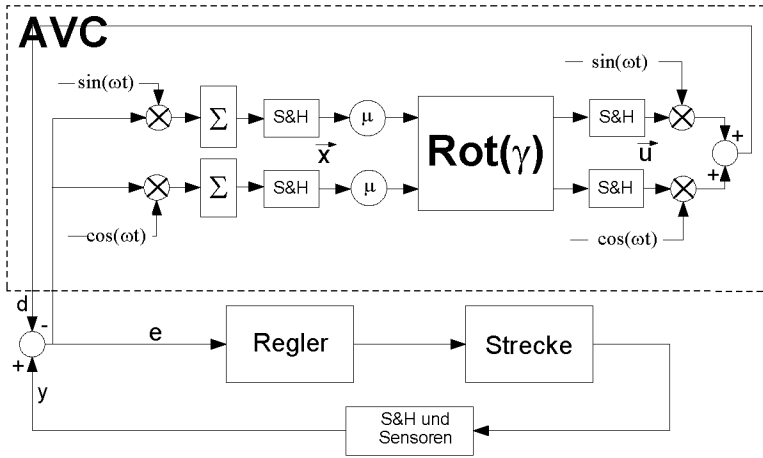


Abbildung 5.8: Prinzip der vereinfachten Vibrationskompensation

Die einzelnen Komponenten $d(t_r)_{\sin}$ und $d(t_r)_{\cos}$ können ausmultipliziert dargestellt werden als:

$$d(t | r)_{\sin} = -\mu \left(\cos(\gamma(\omega)) \sum_{k=0}^{r-1} x_k \sin \sin(\omega t) + \sin(\gamma(\omega)) \sum_{k=0}^{r-1} x_k \cos \sin(\omega t) \right)$$

$$d(t | r)_{\cos} = -\mu \left(-\sin(\gamma(\omega)) \sum_{k=0}^{r-1} x_k \sin \cos(\omega t) + \cos(\gamma(\omega)) \sum_{k=0}^{r-1} x_k \cos \cos(\omega t) \right)$$

Unter Zuhilfenahme der folgenden Identitäten

$$\begin{aligned} \cos(\omega t - \gamma(\omega)) &= \cos(\omega t) \cos(\gamma(\omega)) + \sin(\omega t) \sin(\gamma(\omega)) \\ \sin(\omega t - \gamma(\omega)) &= \sin(\omega t) \cos(\gamma(\omega)) - \cos(\omega t) \sin(\gamma(\omega)) \end{aligned}$$

ergibt sich als Kompensationssignal

$$d(t | r) = -\mu \left(\sum_{k=0}^{r-1} x_k \sin \sin(\omega t - \gamma(\omega)) + \sum_{k=0}^{r-1} x_k \cos \cos(\omega t - \gamma(\omega)) \right)$$

Damit ergibt sich als Struktur der Kompensation die Darstellung in Abbildung 5.9, welche ohne Matrizenmultiplikation das Auslangen

5 Kompensation harmonischer Signale

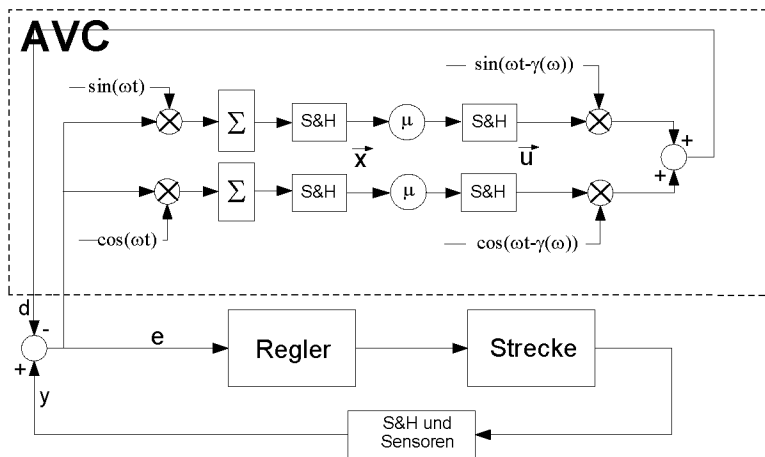


Abbildung 5.9: Vereinfachte Vibrationskompensation ohne Matrix

findet. An der ursprünglichen Stelle der Matrix befindet sich jetzt äquivalent eine Einheitsmatrix ($\mathbf{A}_\omega = \mathbf{I}$). Die Rücktransformation der Kompensationskoeffizienten in den Zeitbereich beinhaltet nun eine Phasenverschiebung mit der Information aus der Sensitivitätsfunktion. Die Faltungsoperationen sind also phasenverschoben. Somit werden nicht nur die Achsen entkoppelt betrachtet, sondern auch die beiden Signalzweige für Cosinus und Sinus.

Bei Verwendung einer optimalen Kompensationsmatrix ist die Konvergenzcharakteristik über den gesamten Frequenzbereich theoretisch gleich. Zur Justierung kann der Parameter μ verwendet werden. Implizit wurde bereits die Konvergenzgeschwindigkeit verändert, da die Amplitude nicht berücksichtigt wurde. In bestimmten Frequenzbereichen (Betrag der Amplitude > 1) wurde die Konvergenzgeschwindigkeit durch die beschriebene Vereinfachung reduziert, in anderen Fällen erhöht. Bei sehr geringen Amplituden der Sensitivitätsfunktion ergibt sich daher eine Vervielfachung der Konvergenzrate, was zur Instabilität führen kann. In diesem Bereich wird entsprechend μ (frequenzabhängig) zur Skalierung eingesetzt.

Die Berücksichtigung der modellierten oder gemessenen Kopplung zwischen der x - und y -Achse bei der Vibrationskompensation würde den Rechenaufwand verdoppeln. Analog zur beschriebenen Vereinfachung

chung, in der die Variation der Amplitude in der Kompensation nicht weiter beachtet werden muss, kann dies ebenfalls für die Kopplung angewandt werden. Eine Berücksichtigung der Kopplung wäre, speziell im Hinblick auf die Kompensation mehrerer Harmonischer (siehe Abschnitt 5.7), mit dem vorliegenden DSP-System nicht möglich.

5.6 Kontrolle der Approximation

Bei der Vereinfachung wurde die optimale Kompensationsmatrix stark approximiert, wobei die Abweichung von der idealen Kompensationsmatrix als Fehlermatrix \mathbf{E}_A interpretiert werden kann.

$$\mathbf{A}_{\omega\text{opt}} = \mathbf{T}_{\omega}^{-1} \begin{array}{l} \bar{\sigma}(\mathbf{I} - \mathbf{A}_{\omega\text{real}}\mathbf{T}_{\omega}) < 1 \\ = \mathbf{A}_{\omega\text{real}} + \mathbf{E}_A = \mathbf{Rot}(\gamma(\omega)) + \mathbf{E}_A \end{array} \quad (5.11)$$

Die Untersuchung dieser Fehlermatrix reicht ebenfalls aus, um die stabile Konvergenz zu überprüfen. Obige Gleichung eingesetzt in die Bedingung 5.8 ergibt:

$$\bar{\sigma} \left(\mathbf{I} - \underbrace{\mathbf{A}_{\omega\text{opt}}\mathbf{T}_{\omega}}_{=\mathbf{I}} + \mathbf{E}_A\mathbf{T}_{\omega} \right) < 1$$

und damit

$$\bar{\sigma}(\mathbf{E}_A\mathbf{T}_{\omega}) < 1 \quad (5.12)$$

Bedingung 5.12 gilt, falls

$$\begin{aligned} \bar{\sigma}(\mathbf{E}_A)\bar{\sigma}(\mathbf{T}_{\omega}) &< 1 \\ \bar{\sigma}(\mathbf{E}_A) &< \frac{1}{\bar{\sigma}(\mathbf{T}_{\omega})} \end{aligned}$$

Unter Verwendung der folgenden Identität

$$\bar{\sigma}(\mathbf{M}^{-1}) = \frac{1}{\underline{\sigma}(\mathbf{M})}$$

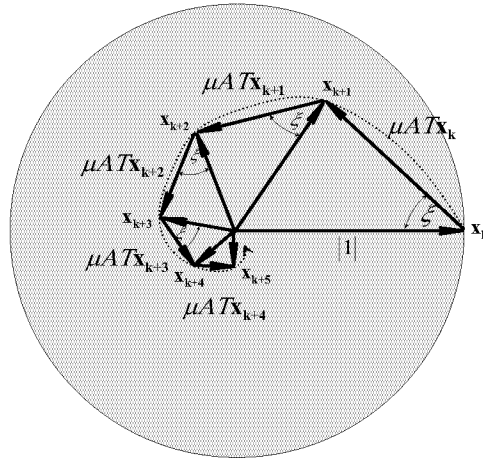


Abbildung 5.10: Stabilität: schnelle Konvergenz

ergibt sich Gleichung 5.13 als hinreichende Bedingung für stabile Konvergenz.

$$\begin{aligned} \bar{\sigma}(\mathbf{E}_A) &< \underline{\sigma}(\mathbf{T}_\omega^{-1}) \\ \bar{\sigma}(\mathbf{E}_A) &< \underline{\sigma}(\mathbf{A}_{\omega_{\text{opt}}}) \end{aligned}$$

Der grösste Singularwert der Fehlermatrix \mathbf{E}_A muss daher kleiner als der kleinste der optimalen Kompensationsmatrix $\mathbf{A}_{\omega_{\text{opt}}}$ sein.

5.6.1 Stabilität

Zur grafischen Veranschaulichung der Konvergenzbedingung 5.8 siehe Abbildungen 5.10, 5.11 und 5.12. Gleichung 5.7 kann geometrisch interpretiert werden: Durch eine Vektoraddition wird der Vektor des nächsten ($\mathbf{x}^{\mathbf{F}}_{k+1}$) Abtastschrittes ermittelt. Ein Fehler \mathbf{E}_A in der gewählten Kompensationsmatrix $\mathbf{A}_{\omega_{\text{real}}}$ wirkt sich sowohl in der Länge des Vektors $\mu\mathbf{A}_{\omega_{\text{real}}}\mathbf{T}_\omega\mathbf{x}^{\mathbf{F}}_k$ als auch in dessen Orientierung aus. Aus geometrischen Überlegungen kann bei geringem Winkelfehler ξ ohne zusätzliche Beeinflussung der Amplitude ($\mu = 1$) von einer schnellen Konvergenz ausgegangen werden (siehe Abbildung 5.10).

5.7 Erweiterung für höhere Harmonische

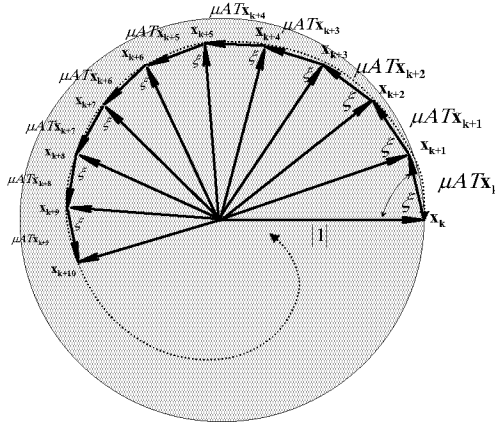


Abbildung 5.11: Stabilität: langsame Konvergenz

Bei verringertem oder gleichbleibendem μ , allerdings auch grösserem Winkelfehler ξ , ergibt sich das in Abbildung 5.11 veranschaulichte, deutlich langsamere, aber immer noch stabile Kompensationsverhalten. Wie erwähnt, kann mittels Amplitudenvariation die Konvergenzrate beeinflusst werden. Bei gleichbleibendem Winkelfehler ξ , allerdings grösserem μ , kann dies zu einer Divergenz (siehe Abbildung 5.12), führen. Bei geringem Winkelfehler $\xi \approx 0$ kann μ gross gewählt werden, um eine optimale Konvergenz zu erreichen. Bei grossem Winkelfehler (allerdings $\xi < \frac{\pi}{2}$) muss μ klein gewählt werden, um die Konvergenz zu gewährleisten. Damit trotz starker Approximation und dem daraus resultierenden relativ grossen Winkelfehler, die Stabilität garantiert ist, muss mit kleinem μ eine geringe Konvergenzrate akzeptiert werden.

5.7 Erweiterung für höhere Harmonische

5.7.1 Quelle der Harmonischen

Das in Kapitel 2 vorgestellte, winkelabhängige Übertragungsverhalten des Lagers, im speziellen die Steifigkeitsvariation, kann als Hauptquel-

5 Kompensation harmonischer Signale

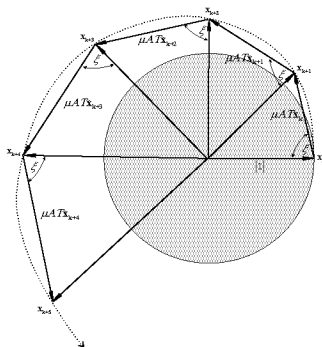


Abbildung 5.12: Stabilität: Divergenz

le der *ersten* Oberschwingung, also der *zweiten* Harmonischen, betrachtet werden. Prinzipiell bestehen zwei Möglichkeiten diesen nicht-linearen Einfluss zu berücksichtigen: über ein geeignetes Regelkonzept (z.B. Eingangs- Ausgangslinearisierung) wie im Kapitel 3 vorgestellt, oder konkurrierend dazu, diese Oberschwingung als Unwucht einer höheren Frequenz zu betrachten, und sie daher über das Konzept der Vibrationskompensation zu reduzieren. Um aber von Linearisierungskonzepten oder Entkopplungsstrategien unabhängig zu sein, soll hier ein Verfahren vorgestellt werden, dass im Wesentlichen reglerunabhängig ist, und daher eine stabile Konvergenz mit jedem das Lager stabilisierenden Regler garantiert.

5.7.2 Wahl der Frequenzen

Obwohl die Spezifikation der Anwendung den Betriebsbereich mit 6000 rpm, d.h. 100 Hz, limitiert, wurde die Messung der Sensitivitätsfunktion (Abbildung 5.2) bis 400 Hz dennoch durchgeführt. Sollen höhere Harmonische kompensiert werden, muss das Systemverhalten im entsprechenden Frequenzbereich bekannt sein. Messungen (siehe Kapitel 6) zeigen, dass bis zur *vierten* Harmonischen für eine Kompensation relevante Anteile im Spektrum zu finden sind. Die *dritte* Oberschwingung, bzw. *vierte* Harmonische, hat die vierfache Frequenz der Grundschiwingung. Im System entspricht ein Anteil im Spektrum der *vierten* Harmonischen einer Anregung mit dem Vier-

20 . . . 100 Hz	1. Harmonische
40 . . . 200 Hz	2. Harmonische
60 . . . 300 Hz	3. Harmonische
80 . . . 400 Hz	4. Harmonische

Tabelle 5.1: Frequenzabdeckung

fachen der Rotationsfrequenz. Für die Kompensation ist es daher äquivalent, ob der Rotor mit der vierfachen Frequenz dreht, oder ob es sich um die *vierte* Harmonische handelt. Das Signal muss gleich behandelt werden.

Gemäss diesen Überlegungen ergibt sich der in Tabelle 5.1 dargestellte Frequenzbereich für die Aufteilung der einzelnen Harmonischen. Auch im Falle der höheren Harmonischen kann das in Abschnitt 5.5 vorgestellte Prinzip der Vereinfachung angewandt werden.

5.7.3 Kompensationsstruktur

Die entsprechende Kompensationsstruktur für eine beliebige Anzahl an periodischen Signalen ist in Abbildung 5.13 dargestellt. Jede Teilstruktur, die jeweils eine Frequenz kompensiert, kann unabhängig von den anderen betrachtet werden. Bei den untersuchten Anwendungen wurde eine Parallelstruktur gewählt. Alle Eingangssignale sind identisch, die Ausgangssignale können in beliebiger Reihenfolge überlagert und vom Sensorsignal, wie bei nur einer Frequenz, subtrahiert werden. Abbildung 5.14 verdeutlicht die beiden Implementierungsmöglichkeiten der parallelen und seriellen Struktur. Sie entsprechen einander, wobei das Eingangssignal bei der Parallelstruktur bei allen gleich ist, während der Eingang bei der seriellen Struktur jeweils der Ausgang der (im Pfad) vorher kompensierten Harmonischen ist. Nachdem auch hier das Prinzip dem open-loop Verfahren entspricht, wird die Stabilität durch die Erweiterung nicht beeinflusst.

Dennoch muss eine Überprüfung der Konvergenzbedingung 5.8 erfolgen. Die Auswertung, der Singularwertverlauf analog zur Grundschwingung, wird für alle betrachteten Harmonischen durchgeführt und in Abbildung 5.15 dargestellt. Für die Oberschwingungen liegen die maximalen Singularwerte unter denen der Grundschwingung, was auf ein etwas schnelleres Konvergieren für diese Harmonischen schlies-

5 Kompensation harmonischer Signale

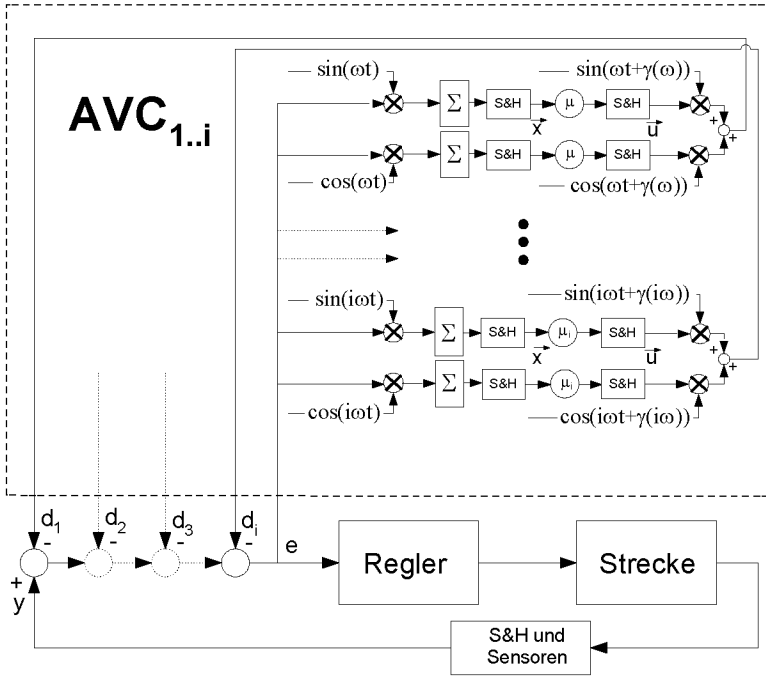


Abbildung 5.13: Prinzip der Vibrationskompensation für mehrere Harmonische

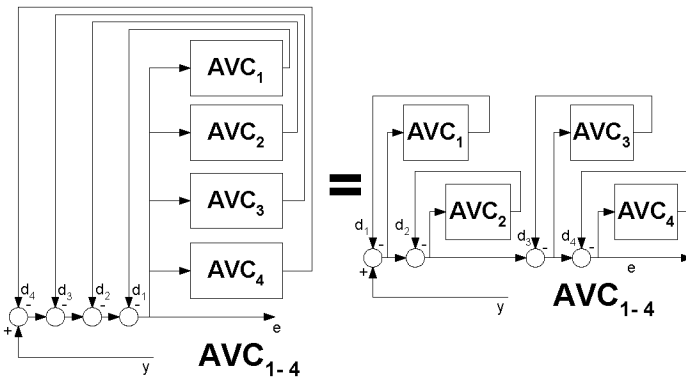


Abbildung 5.14: Vergleich parallele / serielle Struktur

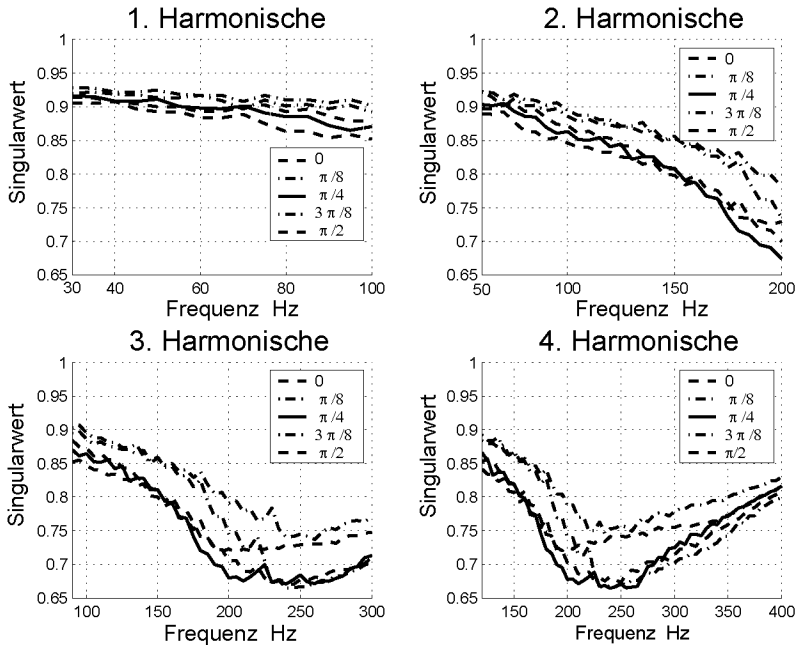


Abbildung 5.15: Maximaler Singularwertverlauf für 4 Harmonische

sen lässt. Für jede Harmonische wird eine eigene gemittelte Phasencharakteristik ermittelt. Diese wiederum wurde zur Vereinfachung für die Implementation linear bzw. quadratisch angenähert. Die in Abbildung 5.15 dargestellte Überprüfung beinhaltet bereits diese Approximation. Der Betrag der Singularwerte sowie das Konvergenzverhalten verändern sich vernachlässigbar.

Die Vibrationskompensation ist adaptiv, d.h. die Amplitude und die Phase der Harmonischen müssen bekannt sein, lediglich das Systemverhalten, also die Sensitivitätsfunktion, muss zur Initialisierung ermittelt werden. Voraussetzung für die vorgestellte Methode der Vibrationskompensation ist, dass die Frequenzen, welche kompensiert werden sollen, a priori bekannt sind. Dieser Algorithmus sucht daher nicht nach möglichen zu kompensierenden Signalen, da dies mit dem vorliegenden System nur entweder sehr langsam oder ungenau realisiert werden könnte. Dies ist aber zusätzlich nicht erforderlich,

5 Kompensation harmonischer Signale

da sich kein Parameter im System so sehr ändert, dass die zu kompensierenden Frequenzen (ausser mit der Rotationsfrequenz) variieren würden. Es wäre zudem ein höherer Rechenaufwand erforderlich, obwohl es bereits abseits der Algorithmen mit vollständiger FFT-generierung zahlreiche schnellere Methoden gibt (siehe beispielsweise die in [Rusk02] vorgestellte Variante der Störungsdetektion).

Kapitel 6

Resultate zur Kompensation harmonischer Signale

In diesem Kapitel werden vorwiegend am Beispiel der implantierbaren Blutpumpe erzielte Resultate präsentiert und analysiert. Diese bestehen aus Signalanalysen und Leistungsmessungen. Weiters werden die möglichen Anwendungen, sowie das Verhalten am fehlertoleranten Doppelprozessorsystem diskutiert.

6.1 Notwendigkeit der Kompensation

Die Analyse des Stromspektrums (Abbildungen 6.16 und 6.18) und des Lagerleistungsverbrauches demonstrierten das zu erwartende Potential des implementierten Algorithmus. Zusätzlich zur Leistungsreduktion kompensiert das Verfahren Fertigungstoleranzen und nivelliert damit Schwankungen der Pumpenkenndaten (vgl. Abbildungen 6.13, 6.12 und 6.14 in Abschnitt 6.7).

6.2 Praktische Anwendungen

In Applikationen mit rotierenden Teilen kann das Unwuchtproblem mit besonders geringen Fertigungstoleranzen und/oder nachträglichem Wuchten durch das Anbringen von Kompensationsmassen minimiert werden. Diese allerdings häufig sehr kostenaufwändige Methode, kann bei einem Magnetlager durch das in Kapitel 5 beschriebene Verfahren ersetzt werden.

6.2.1 Universalität

Die Systemähnlichkeit der untersuchten lagerlosen Scheibenmotoren ermöglicht die Anwendung des Kompensationsalgorithmus auf alle Baugrößen. Einige davon arbeiten mit auswechselbaren Einwegpumpgehäusen, welche kostengünstig gefertigt werden sollten. Da sich die Fertigungstoleranz der Rotoren massgeblich (v.a. bezüglich der *zweiten* Harmonischen) auf das Frequenzspektrum vor der Kompensation auswirkt (und damit auf dessen Einsparungspotential), ist ein adaptiver Algorithmus erforderlich, um mit jedem Pumpgehäuse gleiche Ergebnisse bezüglich des Leistungsverbrauches zu erzielen. In der Anwendung der Miniaturblutpumpe dominiert die durch den Algorithmus erhöhte Batterielevensdauer gegenüber anderen Vorteilen.

Die vom Algorithmus ermittelten prozessinternen Größen können für weitere Auswertungen verwendet werden, so wie beispielsweise über motorinterne Kenngrößen auch Daten über Viskosität und Durchfluss gewonnen werden können (vgl. [Hahn02]). Dies erweitert das Anwendungsgebiet, erfordert aber auch einen weiteren Entwicklungsaufwand.

6.2.2 Robustheit, Vibrationsreduktion

Auch bei anderen Anwendungen als der Blutpumpe in Scheibenmotoren kann das Verfahren von Interesse sein. In netzbetriebenen Anwendungen ist der Wirkungsgrad jedoch von geringerer Relevanz. Durch

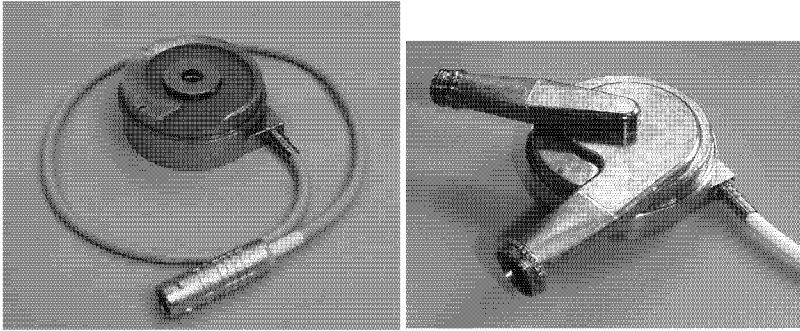


Abbildung 6.1: Prototyp E1 zum Test und E1 mit Pumpgehäuse

reduzierte Verluste können aber Dauerbetriebspunkte näher an die Pumpleistungsgrenze gelegt werden, da die thermische Begrenzung erst bei höheren Leistungsdaten erreicht wird. Bei gleichen Betriebspunkten mit oder ohne Kompensation, kann im Falle der Kompensation, eine grössere Stellreserve und damit höhere Robustheit erreicht werden, da geringere Ströme erforderlich sind.

Da nicht nur der Strom und daher die Leistung, sondern auch die Position und damit die Vibration (siehe Abschnitt 6.5.1) reduziert werden können, eröffnen sich weitere Anwendungen. Wird die Pumpe in einem (metallischen) Rohrsystem verwendet, breiten sich in der Pumpe generierte Vibrationen sehr weit im Rohrsystem aus, was zu unerwünschten Lärmentwicklungen führen kann.

6.3 Prototypen

Es wurde ein Prototyp der letzten Generation (E1) verwendet (siehe Abbildung 6.1). Der Motor wird für einen dauerhaften Betrieb als Pumpe vergossen. Dieses Vergiessen bedingt eine Systemveränderung, weshalb Aussagen über Leistungsreduktion von einem unvergossenen Motor nur bedingt auf den Einsatz als vergossene Pumpe übertragen werden können. Das Verfahren konnte auf einem ähnlichen System mit externer Elektronik entwickelt werden, wobei dann endgültige aussagekräftige Messungen an einem vergossenen E1-Prototypen ge-

6 Resultate zur Kompensation harmonischer Signale

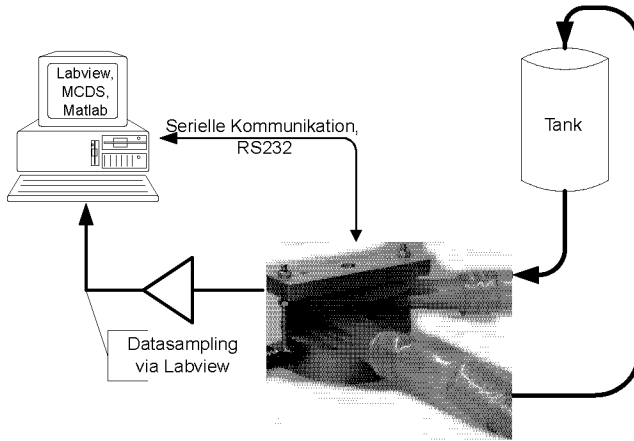


Abbildung 6.2: Messaufbau

macht wurden. Vergleichsmessungen wurden an 4 baugleichen E1-Prototypen durchgeführt.

6.4 Praktischer Messaufbau

Der Gesamtleistungsverbrauch wurde von einem Leistungsmessgerät (Voltcraft 4005) ermittelt. Im Signalprozessor stehen alle erforderlichen Daten (Positionen, Ströme und prozessinterne Größen, wie die Kompensationssignale im Frequenzbereich (\mathbf{u}^F) oder die synchronen Fourierkoeffizienten (\mathbf{x}^F)) zur Verfügung. Eine besonders weit entwickelte Software, die auf dem Signalprozessor läuft, nützt dessen Kapazität bezüglich der Rechenzeit und der Speicherbelegung fast vollständig aus, sodass zuwenig Messdaten im RAM gespeichert werden können. Die zur Verfügung stehende serielle Schnittstelle (RS232) reicht aufgrund der beschränkten Übertragungsbandbreite nicht aus, Messdaten wie Position oder Strom in der gewünschten Auflösung zu übertragen. Die langsam veränderlichen prozessinternen Größen können via RS232 aufgezeichnet werden. Um zu ausreichenden Abtaststraten von Position und Strom zu gelangen, musste der Motor teilvergossen werden, sodass ein Zugang zu analogen Signalen bestand,

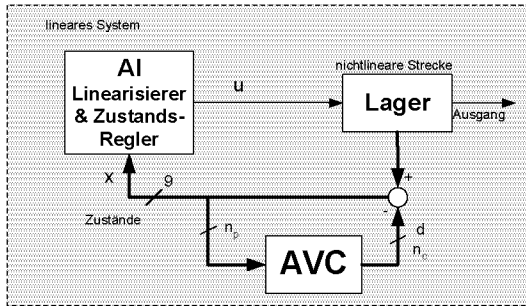


Abbildung 6.3: Struktur Strom aus Strom - Zustandsregelung

welche mittels Labview aufgezeichnet werden konnten (siehe Abbildung 6.2).

Da ein Doppelsystem¹ verwendet wurde, mussten die gemessenen Signale analog zu den im Prozessor durchgeführten Operationen, wie Mittelung der Master-Slavesignale, Filterung und Kalibrierung nachbearbeitet werden. Der Messaufbau bedingt zusätzliches Rauschen, welches aber an der prinzipiellen Aussagekraft der Messdaten nichts ändert.

6.5 Elimination periodischer Signale

6.5.1 Wahl des zu reduzierenden Signals

Im Kapitel 5 wurde theoretisch nicht zwischen der Reduktion der Vibration, also der Position und des Leistungsverbrauches, d.h. des Stromes unterschieden. Prinzipiell kann auf jedes harmonische, im System auftretende Signal, wie auch z.B. die Kraft, welche beispielsweise für unerwünschte Lärmentwicklung verantwortlich ist (siehe auch [GlSchr02]), optimiert werden. Das vorgestellte Prinzip ist für alle Optimierungsvarianten anwendbar. Die Unterschiede werden in der Literatur bei [Betsch00], [HoKn94] oder [TaKn96] näher diskutiert.

¹siehe Abschnitt 6.10.1 sowie [Reit01].

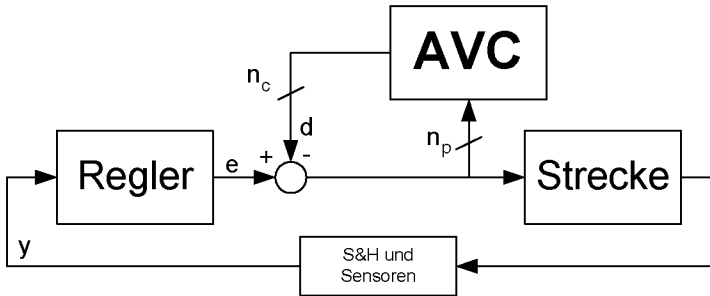


Abbildung 6.4: Struktur Strom aus Strom

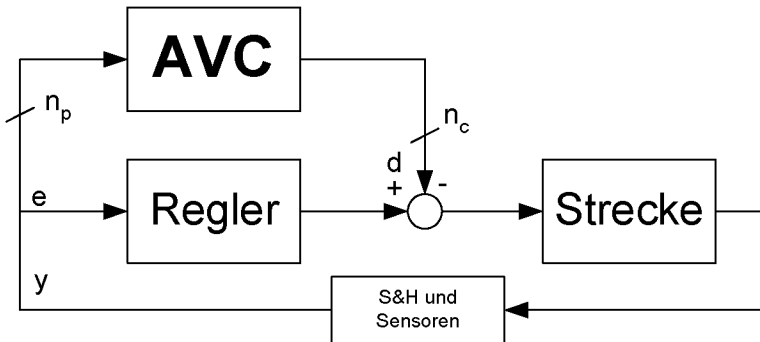


Abbildung 6.5: Struktur Position

Im vorliegenden System wird als Eingang der Kompensationsstruktur das Signal des Positionsreglereinganges verwendet (siehe Abbildung 5.1, entspricht auch Abbildung 6.3) wobei unmittelbar vor dieser Stelle auch das Kompensationssignal eingespeist wird. Bei Verwendung einer Struktur wie in Abbildung 6.4 dargestellt wird, unter Voraussetzung der Verwendung linearer Regelung (z.B. PID-Regler), das gleiche Ergebnis erzielt - der Strom wird minimiert. Der Unterschied besteht darin, dass der Kompensationsalgorithmus mit Strömen arbeitet.²

²Bei beispielsweise zustandsgeregelten Strukturen mit der Stellgröße Spannung, empfiehlt sich als Eingangssignal der Kompensation das Positionssignal, da der Strom, im Gegensatz zu Strukturen mit unterlagerter Stromregelung, nicht als Stellgröße zur Verfügung steht.

Mit dieser Struktur wird in erster Linie der Strom reduziert, der Rotor wird sich also energieoptimiert drehen, die dafür erforderliche Position kann nun vergleichbar derer vor der Kompensation sein, aber sowohl grösser als auch kleiner. In diesem Fall kann daher nur noch von einer Kompensation bzw. Reduktion periodischer Signale, nicht aber von einer Vibrationskompensation gesprochen werden. Bei Werkzeugmaschinen beispielsweise soll aus Präzisionsgründen die Variation der Position minimiert werden.

Ein Vergleich von Abbildung 5.1 oder 6.4 mit 6.5 zeigt, dass im ersten Fall Ein- und Ausgang des Kompensationsalgorithmus auf das gleiche Signal (Position oder Strom) wirken (Stromreduktion), während im zweiten Fall der Eingang der Kompensation ein Positionssignal und der Ausgang ein Kompensationsstrom sind (Positionsreduktion).

6.6 Betriebsverhalten

6.6.1 Linearer Regler - Linearisierung

Der implementierte Algorithmus ist vereinfacht und kann somit auf Matrizenmultiplikationen und Amplitudenkorrekturen prinzipiell verzichten. Dadurch wurde, da in dieser Applikation akzeptierbar, ein langsames Konvergenzverhalten gewählt. Dies bedeutet, dass gemäss Stabilitätskriterien (siehe Abschnitt 5.6.1) ein grosser Amplituden- und Winkelfehler zulässig sind. Eine Parameterunsicherheit im Modell im Bereich von 10% ist im Vergleich dazu vernachlässigbar. Wird nun die Pumpe von einem PID-Regler oder Zustandsregler geregelt, so ändert sich das Übertragungsverhalten auch in einem Bereich, der an der Stabilität der Kompensation nichts ändert. Das Ziel war es, einen Kompensationsalgorithmus sowohl robust bezüglich der Parameteränderungen zu entwickeln, als auch eine beschränkte Reglerunabhängigkeit zu erreichen. Beschränkt deshalb, da natürlich mittels Regelung das Gesamtübertragungsverhalten auch derart beeinflusst werden kann, dass die Stabilitätskriterien bei unverändertem Übertragungsverhalten der Kompensation nicht eingehalten werden können. Mit den entworfenen linearen PID- und Zustandsreglern, mit denen auch im Betrieb ein vergleichbares Verhalten erzielt wird, erhält man mit identen Kompensationsalgorithmen auch gleiche Resultate. Somit erfolgt bei der Darstellung der Resultate keine Unterteilung in

6 Resultate zur Kompensation harmonischer Signale

die einzelnen Reglertypen, da keine signifikanten Unterschiede feststellbar sind.

Mit dem im Kapitel 3 vorgestellten nichtlinearen Regler lässt sich mit einem *unveränderten, linearen* Kompensationsalgorithmus ein besseres Ergebnis erzielen, welches im Kapitel 4 näher diskutiert wird.

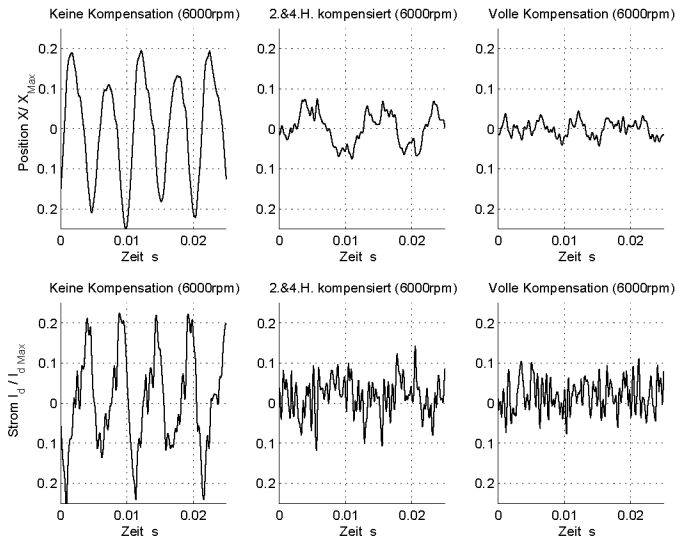


Abbildung 6.6: Vergleich der Kompensation einzelner Harmonischer - Zeitverläufe (unvergossener Prototyp, Luft)

6.6.2 Parametrische Darstellungen

Abbildung 6.6 zeigt ausgewählte Positionsverläufe und die entsprechenden Ströme bei 6000 rpm. Deutlich erkennbar ist die (bei diesem Prototypen) grössere Amplitude der *zweiten* Harmonischen im Vergleich zur *ersten*. Für die Erklärung dazu siehe Abschnitt 6.7. Beim Strom ist am Signalverlauf kein Unterschied zwischen teilweiser (*zweiter* und *viertes*) und voller Kompensation (*erster*...*viertes*) zu sehen, während dieser zweite Schritt jedoch im Positionsverlauf gut sichtbar ist.

Von parametrischen Darstellungen (ausgewählte Abbildungen 6.7 bis

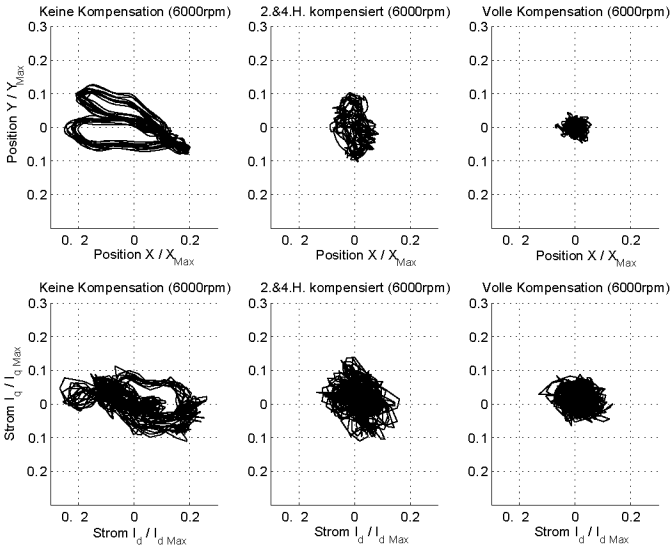


Abbildung 6.7: Vergleich der Kompensation einzelner Harmonischer (unvergossener Prototyp, Luft)

6.9) lassen sich gute qualitative Aussagen treffen. Im implementierten Algorithmus wird auf das Stromsignal optimiert, wodurch sich das Positionssignal zufällig verhält, sich in vielen Fällen jedoch auch reduziert. Auffällig ist die achsiale Unsymmetrie, welche auf unterschiedliche Sensorikkanäle zurückzuführen ist.

Abbildung 6.7 zeigt parametrische Darstellungen der Position (oben) und des Stromes (unten) bei 6000 rpm. In der ersten Spalte wird das Verhalten ohne Kompensation und in der dritten, das mit voller Kompensation dargestellt. In der mittleren Spalte ist wieder eine teilweise Kompensation abgebildet, in der gezeigt wird, dass bereits mittels Kompensation der *zweiten* und *vierten* Harmonischen ein Grossteil der gesamten erzielten Reduktion erreicht wird.

Abbildung 6.8 zeigt einen Vergleich bei unterschiedlichen Drehzahlen der parametrischen Darstellungen für die Position und Abbildung 6.9 für den Strom. Die oberen Bilder veranschaulichen das Verhalten vor der Kompensation, die unteren die volle Kompensation. Es

6 Resultate zur Kompensation harmonischer Signale

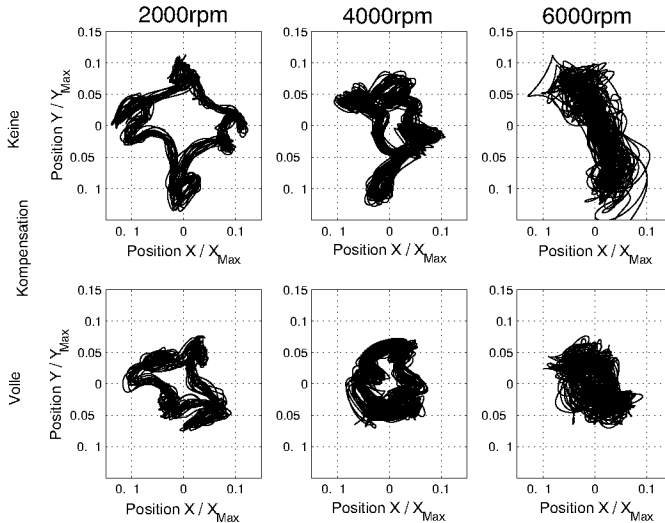


Abbildung 6.8: Parametrische Darstellung der Position (vergossener Prototyp, Wasser)

wurde eine untere (2000 rpm, linke Spalte), eine mittlere (4000 rpm, mittlere Spalte) und eine höhere Drehzahl (6000 rpm, rechte Spalte) ausgewählt.

Die Unterschiede zwischen den Messungen an einem unvergossenen Prototyp (J33, siehe Abbildung 2.16) in Luft (Abbildungen 6.6 und 6.7) und am E1-Prototyp in Wasser (Abbildungen 6.8 und 6.9) liegen in den Signalamplituden, die durch die Dämpfung des Wassers beeinflusst werden und in mechanischen Unsymmetrien, welche sich durch das Vergießen ändern.

6.7 Leistungsbilanz

Für das Hauptziel der Anwendung, die Batterielebensdauer zu erhöhen, gibt es eine absolute Kenngröße - den Energieverbrauch. Stromverläufe und parametrische Darstellungen lassen nur qualitative Be-

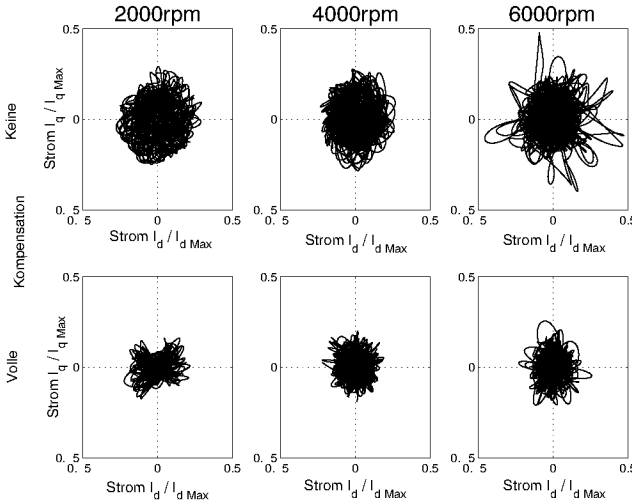


Abbildung 6.9: Parametrische Darstellung des Stromes (vergossener Prototyp, Wasser)

urteilungen zu. Es ist wesentlich, den Gesamtleistungsverbrauch zu reduzieren. Abbildung 6.10 gibt einen Überblick über die Aufteilung der für den Betrieb erforderlichen Energie. Bei einem Betriebspunkt von $f_{rot} = 5000 \text{ rpm}$ mit einem Durchfluss von $Q = 7 \frac{1}{\text{min}}$ und einem Differenzdruck von $\Delta p = 120 \text{ mmHG}$ beträgt der Gesamtleistungsverbrauch des untersuchten Motors 9.24 W . 0.9 W davon benötigt der Betrieb der Elektronik (Doppelsystem) und 2.6 W das Lager ohne Kompensation. Die Eisen- und Kupferverluste betragen 1.2 W und bei einem Pumpwirkungsgrad von $\eta_{hyd} = 35\%$ betragen die hydraulischen Verluste 2.94 W , sodass daraus eine effektive hydraulische Leistung von 1.6 W resultiert. Der hydraulische Wirkungsgrad hängt von Durchfluss, Druck, Drehmoment und Drehzahl ab (siehe [Hahn02]):

$$\eta_{hyd} = \frac{\Delta p Q}{M \omega}$$

Da es hier nicht angebracht ist, wird auf eine detailliertere Diskussion der Verluste verzichtet. Das Einsparungspotential des Kompensationsalgorithmus liegt ausschliesslich beim Lagerverbrauch (vernach-

6 Resultate zur Kompensation harmonischer Signale

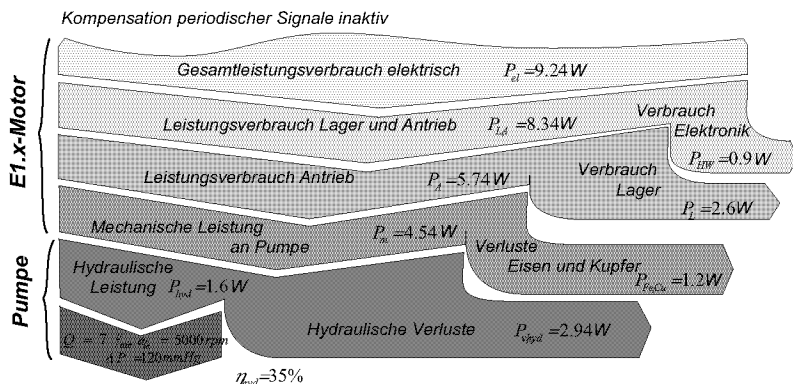


Abbildung 6.10: Energieaufteilung ohne Kompensation

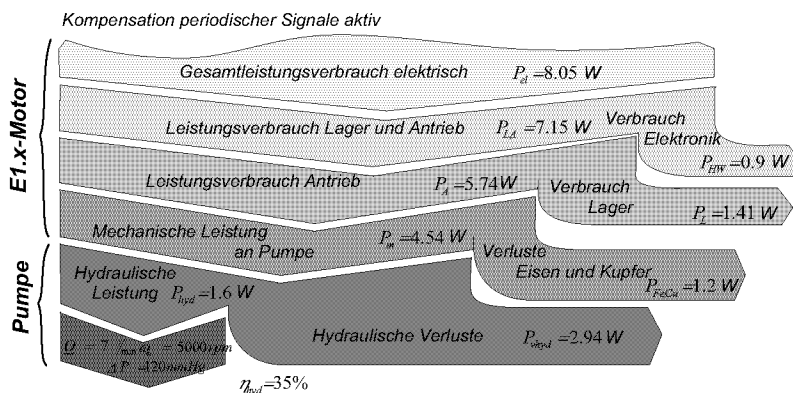


Abbildung 6.11: Energieaufteilung mit Kompensation

lässigbar bei den Eisen- und Kupferverlusten) und wird somit durch 2.6 W maximiert. In Abbildung 6.11 ist die gleiche Energiebilanz mit aktiver Kompensation dargestellt. Der Lagerverbrauch schlägt sich hier mit 1.41 W zu Buche, woraus eine Gesamtreduktion des Verbrauches von 13 % auf 8.05 W resultiert.

Da bedingt durch Toleranzen die einzelnen Prototypen unterschiedliche Resultate aufweisen, wurden die verfügbaren vier baugleichen Prototypen der E1-Serie für vergleichende Verbrauchsmessungen ver-

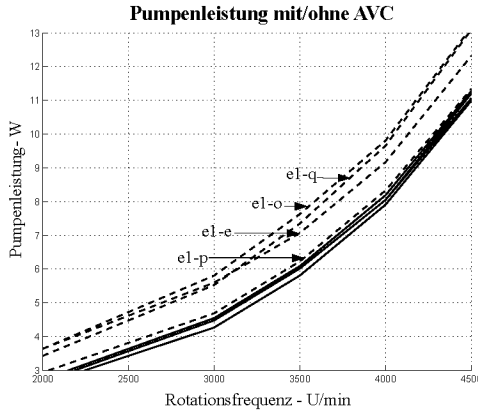


Abbildung 6.12: Gesamtleistung

wendet. Deren Gesamtleistungsverbrauch mit und ohne (strichliert) Kompensation in Abhängigkeit von der Drehzahl ist in Abbildung 6.12 dargestellt. Es sind durchaus unterschiedliche Verbrauchsdaten ohne Kompensation zu messen, wobei es besonders „schlechte“ Prototypen mit einem daraus resultierenden, wesentlich grösseren, Einsparungspotential gibt. Daher schwankt auch die zu erzielende Reduktion des Lagerverbrauches von unter 10% bis über 50% (siehe Abbildung 6.13 für verschiedene Drehzahlen). Um die relative Reduktion der Lagerleistung zu ermitteln, muss der Lagerverbrauch, da er nur sehr schwer exakt ermittelt werden kann, gemäss Abbildungen 6.10 und 6.11 abgeschätzt werden. Diese Abschätzung erfolgte konservativ, d.h. der absolute Lagerverbrauch kann die beschriebenen Werte maximal erreichen, die Verluste könnten daher etwas höher sein, womit die ermittelten relativen Reduktionen Minimalwerte sind. Eine Drehzahlabhängigkeit in der relativen Einsparung ist nicht zu erkennen.

Eine Zusammenfassung der absoluten und relativen Daten ist in Tabelle 6.1 dargestellt. Die absolute und relative Reduktion wurde als Durchschnitt über den betrachteten Drehzahlbereich ermittelt. Die Zeile Maximum beschreibt die maximal bei einer beliebigen Drehzahl erzielte Reduktion, welche von der durchschnittlichen nur unwesentlich abweicht. Prototyp III ist bezüglich seiner Toleranzen und daher auch bezüglich seines Verhaltens ohne Kompensation sehr nahe dem

6 Resultate zur Kompensation harmonischer Signale

Motor No.:	Prototyp I	Prototyp II	Prototyp III	Prototyp IV	Schnitt I.IV
Reduktion	1.25 W	1.49 W	0.25 W	1.57 W	1.14 W
Relative	45 %	45 %	12 %	46 %	37 %
Maximum:	52 %	48 %	16 %	50 %	42 %

Tabelle 6.1: Vergleich der Leistungsreduktion der vier untersuchten Prototypen. Reduktion: Leistungseinsparung in Watt; Relative: relative Leistungseinsparung.

Optimum, was aber in Anbetracht der anderen Prototypen eher als zufällig angesehen werden muss.

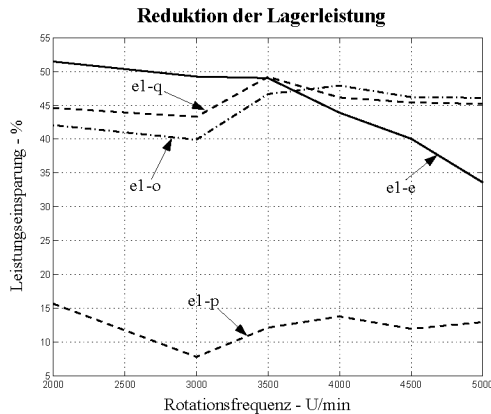


Abbildung 6.13: Reduktion des Lagerverbrauches

Eine absolute Drehzahlabhängigkeit ist in Abbildung 6.14 zu erkennen, in der der obere, hellere Teil der Säule der Leistungseinsparung entspricht. Der Lagerverbrauch steigt annähernd linear mit der Drehzahl.

In Tabelle 6.2 ist die Leistungseinsparung bezogen auf einzelne Harmonische dargestellt. Während bei „klassischen“ Anwendungen dieser Kompensationsstruktur ein Grossteil der Einsparung über die Grundschiwingung erfolgt, dominiert hier, vor allem bei der linearen Regelung³, die *erste* Oberschwingung. Dies hängt wiederum von der

³Durch Linearisierung wird das Einsparungspotential verringert, siehe Kapitel

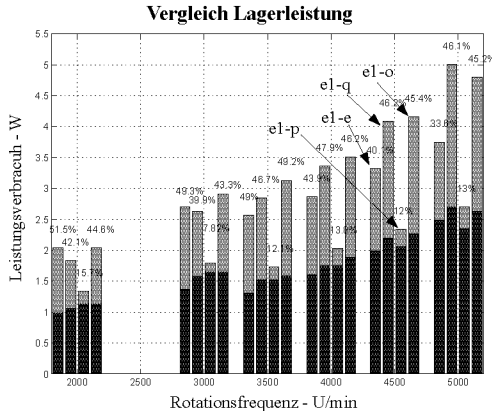


Abbildung 6.14: Vergleich vor/nach Kompensation

	1. Harmonische	2. Harm.	2. und 4. Harm.	1.-4. Harm.
(Position) ²	11 %	17 %	20 %	33 %
(Strom) ²	13 %	18 %	21 %	37 %

Tabelle 6.2: Vergleich der Anteile der einzelnen Harmonischen an der Leistungsreduktion

Nichtidealität des Motors ab. Wie auch teilweise in den parametrischen Darstellungen erkennbar, existiert vor allem in der *ersten* Oberschwingung eine Unsymmetrie zwischen x - und y -Achse. Eine konstante Verschiebung des Rotors aus dem magnetischen Zentrum, beispielsweise durch nichtideale Kalibrierung, hat eine konstante Kraft in diese Richtung zur Folge. Bedingt durch die Nichtlinearität des Lagers (lineare Regelung) beinhaltet diese Kraft auch den Anteil der variierenden Steifigkeit ($c_s k_s \cos(2\varphi) = c_s k_s \cos(2\omega t)$) und somit einen Frequenzanteil in der *zweiten* Harmonischen.

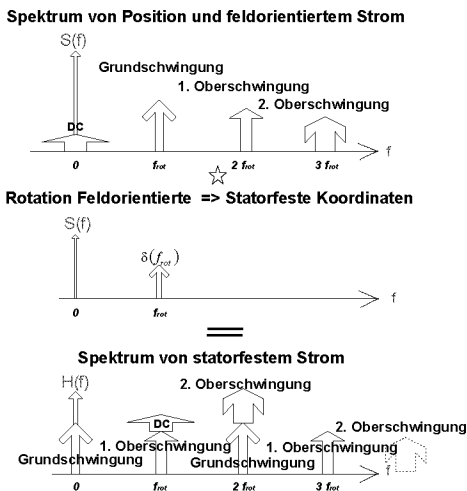


Abbildung 6.15: Faltung

6.8 Spektrale Analyse

In diesem Abschnitt werden die Spektren der Positions- und Stromsignale analysiert. Eine Analyse vor der Implementierung der Kompensation gibt Information über das zu erwartende Einsparungspotential, sowie über die Anzahl der dafür erforderlichen Harmonischen. Wie in Abschnitt 6.4 erwähnt, werden die Positions- und Stromsignale analog gemessen. Bedingt durch die Regelung im feldorientierten System stimmt das Koordinatensystem des Stromes, auf das optimiert wird, mit dem gemessenen nicht überein. Eine Kompensation dessen erfolgt mittels Koordinatentransformation $\mathbf{D}(\gamma)$. Um die gemessenen Stromsignale und die daraus generierten Spektren sinnvoll analysieren zu können, muss eine Koordinatentransformation durchgeführt werden. Abbildung 6.15 verdeutlicht die Folge dieser Transformation im Spektrum. Eine konstante Störkraft beispielsweise, welche im Pumpbetrieb im Bereich des radialen Auslasses gegen den Rotor wirkt und diesen auszulenken versucht, muss durch einen feldorientierten Strom kompensiert werden. Dieser notwendige Kompensationsstrom ist bei der Messung im statorfesten Koordinatensystem als *erste* Harmoni-

3, was speziell die *erste* Oberschwingung betrifft

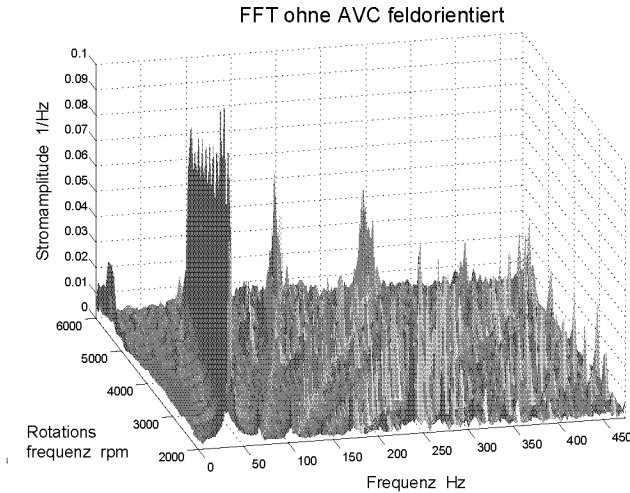


Abbildung 6.16: 3D Spektrum vor Kompensation

sche erkennbar.

In den Abbildungen 6.16 und 6.17 werden drehzahlabhängige Verläufe der Spektren vor (6.16) und nach aktivieren (6.17) der Kompensation dargestellt. Diese Koeffizienten entsprechen den synchronen Fourierkoeffizienten \mathbf{x}^F . Bei diesem Prototypen sind der grosse Anteil der Grundschiwingung im Spektrum, der geringere und ähnliche Anteil der *zweiten* und *dritten* Harmonischen, sowie die hier fast vernachlässigbare *vierte* Harmonische deutlich zu erkennen.

Schnitte durch das 3D-Spektrum exemplarisch für die vier Drehzahlen, 2000 rpm, 3000 rpm, 4000 rpm, und 5000 rpm sind in Abbildung 6.18 dargestellt. Die Verläufe vor und nach der Kompensation wurden überlagert, sodass zu erkennen ist, dass die ersten vier Frequenzanteile bis zum Rauschen eliminiert wurden, während höhere sichtbar blieben. Die Spektren (speziell bei 5000 rpm auch zwischen den zu kompensierenden Frequenzen) zeigen auch andere Frequenzanteile, welche aber keine vielfachen der Rotationsfrequenz sind, prototyp- und applikationsspezifisch variieren und daher nicht weiter betrachtet werden.

Abbildung 6.19 stellt den Verlauf der Fourierkoeffizienten im gedreh-

6 Resultate zur Kompensation harmonischer Signale

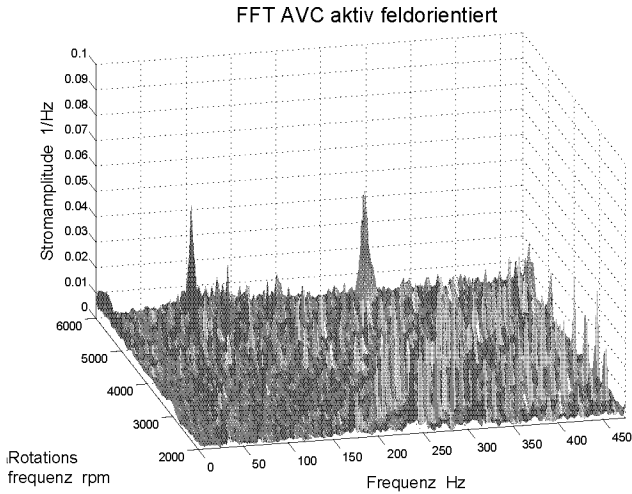


Abbildung 6.17: 3D Spektrum nach Kompensation

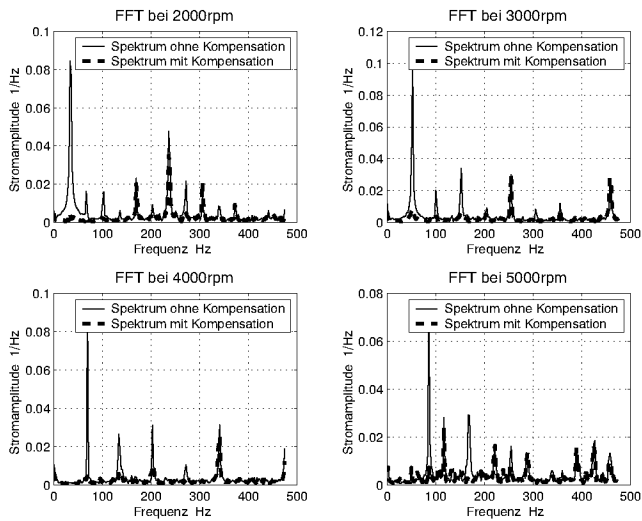


Abbildung 6.18: Spektren bei verschiedenen Drehzahlen

ten Spektrum vor und nach Kompensation für die einzelnen Harmonischen dar. Bemerkenswert ist die Variation der Amplitude der

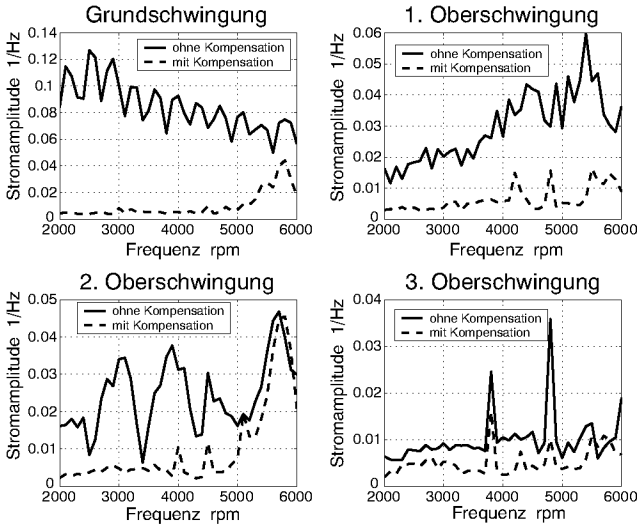


Abbildung 6.19: Koeffizienten über Drehzahl

Koeffizienten mit der Drehzahl.

Die Messungen der Spektren wurden exemplarisch an einem Prototyp dargestellt und variieren zwischen den Prototypen, sodass sie nur qualitativ beurteilt werden sollten. Zu prototypspezifischen Unterschieden siehe Abschnitt 6.8.1.

6.8.1 Langzeitverhalten

Die adaptiv bei der Kompensation ermittelten Koeffizienten (entsprechen den eingespeisten Fourierkoeffizienten \mathbf{u}^F) sind prinzipiell abhängig von Toleranzen und werden daher spezifisch für die einzelnen Pumpen über den Algorithmus ermittelt. Sie variieren aber auch geringfügig, wenn sie über einen längeren Zeitraum betrachtet werden. Dieses Verhalten wird in den Abbildungen 6.20 und 6.21 dargestellt. Für jede kompensierte Harmonische werden vier Koeffizienten (je Achse, reell, imaginär bzw. *cos/sin*-Komponenten) ermittelt, die aber nur durch einen Wert, den über beide Achsen gemittelten Betrag, in den Abbildungen 6.20 und 6.21 repräsentiert werden. Der Ko-

6 Resultate zur Kompensation harmonischer Signale

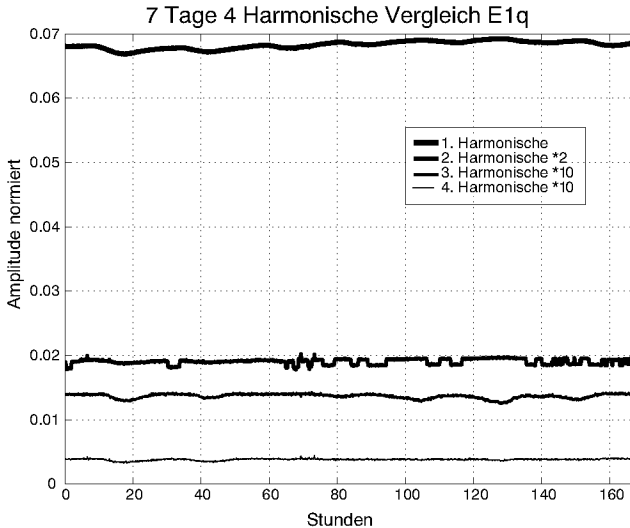


Abbildung 6.20: Koeffizientenvariation 4. Harmonische

effizient der Grundschwingung, der auch die auffälligste Schwankung aufweist, dominiert bei dem untersuchten Prototyp. In Abbildung 6.21 werden die Koeffizienten \mathbf{u}^F der beiden Prototypen „E1-o“ und „E1-q“ verglichen. Die Werte der Koeffizienten unterscheiden sich beträchtlich.

Die Periodendauer der Variationen entspricht 24 Stunden und ist daher auf Temperaturschwankungen (Tag/Nacht) zurückzuführen. Diese Schwankung der Raumtemperatur wirkt direkt über die Pumpe und indirekt über das gepumpte Medium. Da die Koeffizienten die Abweichung der Hauptträgheitsachse von der Rotationsachse repräsentieren, ist diese Abweichung messbar temperaturabhängig. Die mittleren Werte der Kompensationsamplituden betragen 0.068 (E1-o, entspricht $31 \mu\text{m}$) und 0.059 (E1-q, entspricht $27 \mu\text{m}$) und deren Schwankungsamplitude beträgt $0.0005 \left(\frac{1}{4} \mu\text{m}\right)$. Dem Verlauf liegt ein Trend mit einer Periodendauer von etwas länger als dem betrachteten Zeitraum zugrunde, die der Schwankung der durchschnittlichen Umgebungstemperatur entspricht. Dies führt zu folgenden Erkenntnissen:

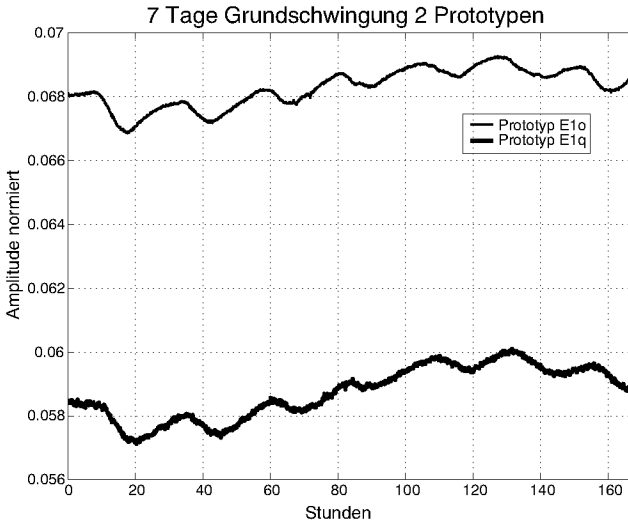


Abbildung 6.21: Koeffizientenvariation Grundschiwingung

- Der Algorithmus ist so exakt, dass selbst sich minimal auswirkende Temperaturschwankungen detektiert bzw. kompensiert werden
- Da bereits derart minimale Änderungen detektiert werden, muss das Optimum gefunden sein
- Die Auflösung des Algorithmus liegt im 10nm-Bereich
- Ein initialisierendes Ausmessen des Motors, anstatt eines adaptiven Algorithmus, würde schlechtere Optimierungsergebnisse zur Folge haben (siehe Abschnitt 6.10)
- Die Daten der Koeffizienten und deren Veränderung können analysiert und weiterverarbeitet werden
- Das Rauschen des Kompensationsverfahrens ist geringer als die temperaturbedingte Änderung der Trägheitshauptachse

6.9 Betrieb mit nichtlinearer Regelung

6.9.1 Linearer Algorithmus / nichtlineare Strecke

Bisher präsentierte Messungen basieren auf linear geregelten Systemen (PID-Regler mit unterlagerter Stromregelung oder Zustandsregelung mit Stellgrösse Spannung). Der geschlossene Regelkreis ist daher weiterhin nichtlinear, während der angewandte Kompensationsalgorithmus linear aber besonders robust stabil ist. Es gibt zwei Hauptkriterien, um die Kompensation zu klassifizieren:

- Geschwindigkeit der Adaption (Einschwingverhalten)
- Genauigkeit der Adaption (bleibende Regelabweichung)

In der vorliegenden Applikation treten nur selten grosse Geschwindigkeitsänderungen auf, sodass eine Neuadaption praktisch nie vorkommt (bei geringen Geschwindigkeitsänderungen wird automatisch nachadaptiert). Daher kann zur Vergrösserung des Stabilitätsgebietes das Einschwingverhalten im Zehn-Sekunden Bereich toleriert werden. Eine höhere Genauigkeit kann durch einen anderen Algorithmus nicht erwartet werden, da das Optimum erreicht wird (siehe Abschnitt 6.8.1).

6.9.2 Linearer Algorithmus und Strecke

	2000 rpm	3000 rpm	4000 rpm	5000 rpm	∅
Kompensation	38 %	35 %	38 %	35 %	37 %
Linearisierung	5 %	6 %	4 %	6 %	5 %
Komp. und Lin.	41 %	39 %	40 %	39 %	40 %

Tabelle 6.3: Verbrauchsreduktion bei Verwendung eines (nicht-) linearen Reglers

Eine optimierte Auslegung des Kompensationsalgorithmus kann erfolgen, wenn der geschlossene Regelkreis linear ist, also die nichtlineare Strecke auch nichtlinear geregelt wird. Diese Optimierung bezieht sich dann nur auf das Einschwingverhalten und das Verhalten

6.9 Betrieb mit nichtlinearer Regelung

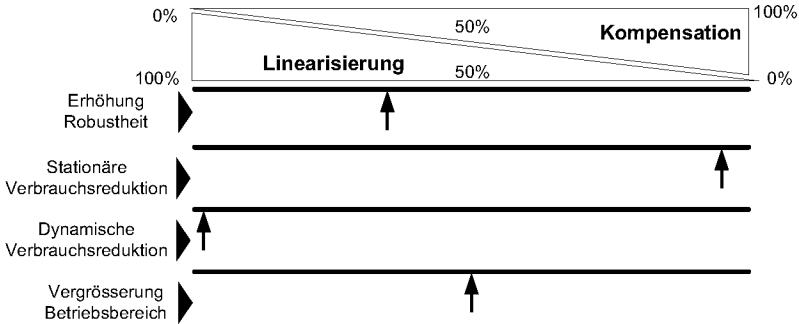


Abbildung 6.22: Einsatzbereiche von Kompensation und Linearisierung

bei der Nachadaptation. Tabelle 6.3 zeigt einen Vergleich zwischen der linearen Kompensation für den nichtlinearen Kreis (Zeile „Kompensation“) und der linearen Kompensation für den linearisierten Regelkreis (Zeile „Kompensation und Linearisierung“). Die Zeile „Linearisierung“ verdeutlicht die Verbrauchsreduktion, die im stationären Betrieb (also ohne Störkräfte) mittels nichtlinearer Regelung erreicht wird (siehe Kapitel 4). Die entscheidenden Vorteile des nichtlinearen Reglers gegenüber der linearen Regelung sind daher nicht im stationären Verbrauchsverhalten erkennbar (Abbildung 6.22).

Beide Verfahren (Linearisierung und Kompensation) teilen sich den Potentialpool Energie und es entsteht ein überschneidender Bereich. Während bei einer ausschliesslichen Anwendung der Kompensation im stationären Verbrauch die in Tabelle 6.3 in der ersten Zeile dargestellten Werte erreicht werden, so werden bei ausschliesslicher Verwendung der Linearisierung die in der zweiten Zeile dargestellten Werte erzielt und bei einer Kombination der beiden etwas weniger als deren Summe. Die Summe der ersten und zweiten Zeile in Tabelle 6.3 ist daher ungleich der dritten Zeile, welche der in der vorliegenden Arbeit maximal erzielten Energieeinsparung entspricht.

Abbildung 6.22 versucht die vier Bereiche: Robustheit, Reduktion des Verbrauches bei konstanter Drehzahl und Last (stationär) und bei variabler Drehzahl und/oder Betriebsbedingungen und Störkräften (dynamisch) sowie Betriebsgebietsvergrößerung zwischen Kompensation und Linearisierung abzugrenzen. Im stationären Verbrauchs-

verhalten betrifft die Überschneidung beider Verfahren vor allem die *zweite* Harmonische, welche durch den nichtlinearen Regler reduziert wird. Die Robustheit und der Betriebsbereich werden durch beide Verfahren in ähnlichem Ausmass erhöht (siehe jeweilige Kapitel). Das dynamische Verbrauchsverhalten wird durch die Kompensation periodischer Signale nicht verbessert.

6.9.3 Verhalten bei variierender Drehzahl

Der Einsatz der implantierbaren Blutpumpe ist kontinuierlich, parallel zum linken Ventrikel vorgesehen (siehe Abbildung 2.5). Würde ein pulsatile Verhalten der Pumpe im Rhythmus des Herzens erforderlich sein, wäre ein Grossteil der Analysen neu zu überdenken. Die Dynamik der Pumpe würde ein solches Verhalten ermöglichen, den Energieverbrauch bei gleicher mittlerer Pumpleistung aber drastisch erhöhen. Somit wird derzeit aktiv die Drehzahl, dem gewünschten *mittleren* Fluss entsprechend, möglichst kontinuierlich geregelt. Das parallel pumpende Herz jedoch induziert Druckschwankungen, und daher einen pulsatilen Volumensstrom in der Pumpe. Weiterführende Analysen mittels Körpermodell siehe [Hahn02].

Ein pulsatiler Volumensstrom kann zwei Folgen haben: induziert, wie in diesem Fall, oder generiert, falls die Pumpe aktiv pulsieren würde. Im letzteren Fall muss dafür aktiv die Drehzahl in einem sehr grossen Bereich verändert werden, im induzierten Fall wird aktiv (gegen)geregelt, sodass eine Schwankung der Drehzahl von maximal ± 300 rpm mit der Herzfrequenz auftritt. Der Durchfluss kann allerdings deutlich, d.h. $2 \dots 9 \frac{1}{\text{min}}$, schwanken. Das Übertragungsverhalten des Kompensationsalgorithmus wird durch die gemessene Dynamikmatrix \mathbf{T} definiert. Die Kompensation wurde wie in Kapitel 5 beschrieben vereinfacht und der stabile Bereich untersucht. Ändert sich die Drehzahl, so ändert sich auch die Dynamik und daher auch bei *unveränderten* Parametern der Kompensation das Gesamtübertragungsverhalten und somit die Position im Stabilitätsgebiet. Variiert die Drehzahl hinreichend gering, so ändert sich auch die Dynamik (\mathbf{T} , siehe Abbildung 5.2) wenig, und der Algorithmus bleibt bei konstanten Parametern immer innerhalb der Stabilitätsgrenze. Dies ist bei stark

variierender Drehzahl nicht der Fall. Die Kompensation ist daher im kontinuierlichen Parallelpumpbetrieb vergleichbar effizient und stabil wie im unabhängigen Einzelbetrieb. In den Messungen lassen sich keine Unterschiede erkennen.

6.10 Adaptive Kompensation

Die Sensitivitätsfunktion und daher die Dynamik schwankt bei den untersuchten Prototypen gering und kann daher allgemein betrachtet werden. Die Kompensationsparameter können dadurch so wie die Regelparameter für alle Pumpen einer Bauart gleich gewählt werden. Die Abweichung der Rotations- von der Hauptträgheitsachse wird durch die synchronen Fourierkoeffizienten (\mathbf{x}^F) repräsentiert und ist, wie z.B. die Abbildungen 6.21 und 6.14 zeigen, pumpenspezifisch. Würde, anstatt einer adaptiven Ermittlung der Fourierkoeffizienten (\mathbf{x}^F) eine Initialmessung verwendet werden, wäre der Algorithmus deutlich entfernt vom optimalen Arbeitspunkt, wie die Unterschiede in den vier Prototypen zeigen. Bei einem Abspeichern in den Flash-Speicher der initialen Fourierkoeffizienten in eine Look-Up-Tabelle wären geringfügige Vorteile in der Rechenzeit, aber Nachteile im Speicherbedarf zu erwarten. Würde diese Initialmessung auf jeder Pumpe durchgeführt, was ein inakzeptabler Aufwand wäre, so wären deutlich bessere Resultate erzielbar. Diese wären immer noch nicht optimal, wie Abbildung 6.21 zeigt, da die Koeffizienten im Betrieb variieren. Dies begründet die Verwendung der adaptiven Variante.

Da der Pumpkopf, zu dem der Rotor und das Pumpgehäuse zählen, grossteils zur Variation unter den einzelnen Pumpen beiträgt, müsste in Anwendungen, wo der Pumpkopf regelmässig getauscht wird (Halbleiterindustrie), bei jedem Tausch eine Neukalibrierung erfolgen. Aufgrund äusserer Umstände könnte sich auch die Unwucht plötzlich ändern, worauf nicht adäquat reagiert werden könnte und daher ein adaptives Verfahren auch aus dieser Überlegung unerlässlich ist.

6.10.1 Verhalten am Doppelprozessorsystem

Das vorgestellte Verfahren der Linearisierung und der Kompensation harmonischer Signale wurde anfangs auf einem Entwicklungs-

system mit einem Prozessor implementiert. Die präsentierten Messungen wurden auf den E1-Prototypen durchgeführt, welche im Verhalten, im Normalfall, wo kein Fehler auftritt, dem eines „einfach“ aufgebauten Systems entsprechen. Die implementierten Algorithmen werden parallel in Echtzeit auf beiden Prozessoren abgearbeitet und haben zu jedem Zeitpunkt gleiche Eingangs- und daher auch Ausgangsgrößen, falls speicherfähige Elemente wie Integratoren synchronisiert initialisiert werden. Zahlreiche Überlegungen zur Bauweise ([Scho00b]), zur prozessorseitigen Behandlung ([Gempp02]), zur Konzeption ([Reit01]) und Tests ([Juck02]) führten zum fortgeschrittenen Entwicklungsstand.

6.10.1.1 Realisierung im Signalprozessor

Die Software, worin die hier vorgestellten Algorithmen eingebunden wurden, beruht auf mehrjähriger Entwicklungsarbeit und verfügt über vielschichtige Fehlerbehandlungsalgorithmen. Ziel dieser Algorithmen ist es, nach einer Fehlererkennung die Stellgrössenaufschaltung und Behandlung der Messdaten so zu modifizieren, dass ein gegebenenfalls effizienz- und leistungsreduziertes Verhalten sichergestellt werden kann. Durch Synchronisation und Überwachung wird ein paralleler Betrieb gewährleistet. Weder die Regelung noch der Algorithmus zur Vibrationskompensation müssen für spezifische Fehlerfälle adaptiert werden, da diese von der umgebenden Software behandelt werden.

Vereinfacht betrachtet müssen nur zwei Fehlerfälle unterschieden werden:

- Ausfall von Komponenten, die Informationsverlust zur Folge haben (Sensorik)
- Ausfall der Aktorik mittel- (z.B. Signalprozessor) oder unmittelbar (Unterbruch oder Kurzschluss von Wicklungen)

Ein Sensorikfehler führt dazu, dass nunmehr beide Halbsysteme mit der Sensorik eines Systems arbeiten. Ausfälle in der Aktorik (die einer Halbierung der Windungszahl entsprechen) führen zu einer Modifikation des Gesamtübertragungsverhaltens. Bisher wurde für diese

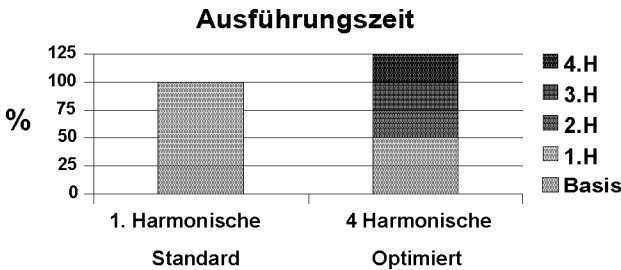


Abbildung 6.23: Rechenzeit

Fälle nur eine Stellgrößenadaptation vorgesehen, eine für alle Fehlerfälle optimierte Reglerdimensionierung wurde nicht durchgeführt.

6.10.1.2 Einfache - mehrfache Fehlertoleranz

Bei einem vollständig doppelt aufgebauten System ist jede Komponente, mit Ausnahme der Kommunikationsverbindung zwischen den Signalprozessoren, redundant, weshalb bei einem Ausfall der stabile Betrieb gewährleistet ist. Bei Abschalten eines gesamten Halbsystems bleibt der Betrieb aufrecht. Ein Halbsystem besteht aus fehlertoleranter Sicht aus fünf Komponenten. Diese können daher theoretisch gleichzeitig defekt sein, ohne dass der Betrieb unterbrochen werden muss, womit mehrfache Fehlertoleranz möglich ist. Die sichere Behandlung aller Kombinationen von mehrfachen Fehlermöglichkeiten ist Gegenstand aktueller Entwicklungstätigkeiten.

6.10.1.3 Rechenzeit

Die beschriebenen Fähigkeiten der Software erfordern einen hohen Rechen- und Speicherbedarf, weshalb ein praktisch motiviertes Ziel des implementierten Algorithmus zur Vibrationskompensation die effiziente Implementierung und daher Vereinfachung des Algorithmus (siehe Abschnitt 5.5) war. Die Abbildung 6.23 zeigt, dass die Rechenzeit für vier Harmonische nur um $\frac{1}{4}$ höher als für die Grundschnit-

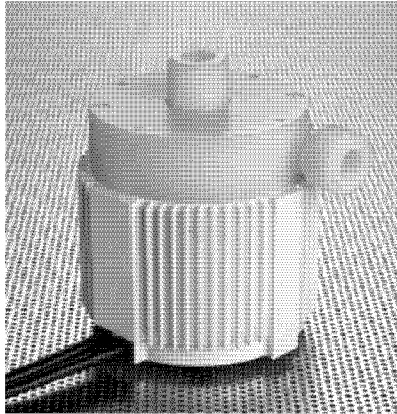


Abbildung 6.24: Halbleiterpumpe BSM 3.1

gung ohne Vereinfachung ist. Ein Vergleich der Rechenzeit zwischen den Implementierungsvarianten für vier Harmonische „standard“ und „optimiert“ führt auf eine Reduktion von 70%.

6.10.2 Daten der Testpumpen

Wie erwähnt, wurden die in den vorangegangenen Kapiteln präsentierten Konzepte auch an Motoren und Pumpen anderer, grösserer Dimensionen, implementiert und getestet. Ein Beispiel stellt der in der Halbleiterindustrie eingesetzte BSM3.1-Motor dar, der in den Abbildungen 6.24 (als Pumpe) und 6.25 (im Querschnitt) dargestellt ist. Der in der Arbeit hauptsächlich verwendete Motor mit Pumpe ist in Abbildung 6.26 dargestellt.

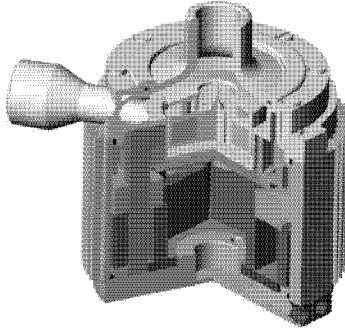


Abbildung 6.25: Querschnitt der Halbleiterpumpe BSM 3.1

In der Tabelle 6.4 sind die wichtigsten Daten der in der Arbeit verwendeten Motoren und Pumpen zusammengefasst und vergleichend gegenübergestellt.

	J3.3	E-Serie HeartM. [®] -III	BSM 3.1	Ein- heit
Rotormasse m	0.025	0.035	0.135	kg
Rotordurchmesser	28	28	48.5	mm
Kraft-Strom-Konstante k_i	2.4	2.6	6.2	$\frac{\text{N}}{\text{A}}$
c_i , Kopplungsparameter zu k_i	0.06	0.05	0.04	l
Kraft-Weg-Konstante k_s	17.2	18.7	17.5	$\frac{\text{N}}{\text{mm}}$
c_s , Kopplungsparameter zu k_s	0.25	0.25	0.34	l
Drehmomentkonstante		2.2	5.7	$\frac{\text{Ncm}}{\text{A}}$
maximale Rotorauslenkung	0.5	0.46	0.9	mm
Maximalstrom i_{max}	6.5	5	9	A
Nennspannung u_n	12	14.3	72	V
Achsiale Steifigkeit	7	7	5.7	$\frac{\text{N}}{\text{mm}}$
Phasenwiderstand R_L	3.28	3.28	1.65	Ω
Phaseninduktivität L_L	3.6	3.6	15	mH
Verbrauch elektrisch P_{nenn}	—	8.1	400	W
Pumpleistung P_{hyd}	—	1.6	100	W
Durchfluss Q bei	—	7	40	$\frac{\text{l}}{\text{min}}$
Drehzahl ω		5000	8000	rpm
und Δp in mmHG/ bar		120	2.5	

Tabelle 6.4: Kenndaten der verwendeten Pumpen

6 Resultate zur Kompensation harmonischer Signale

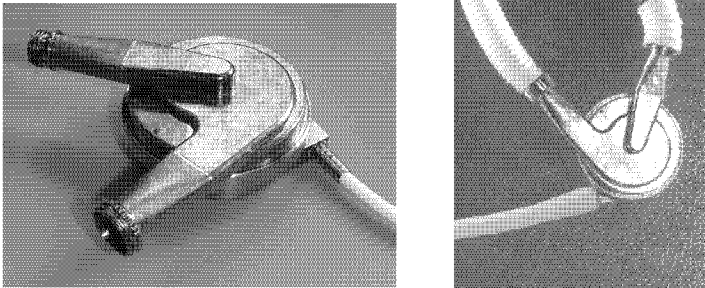


Abbildung 6.26: Testpumpe HeartMate [®]-III†

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

7.1 Zusammenfassung und Ergebnisse

Die konstruktionsbedingten Eigenschaften lagerloser Scheibenmotoren bieten zusätzlich zu den Vorteilen von Magnetlagern eine reduzierte Komplexität und hohe Flexibilität in der Konstruktion, aber auch Nachteile, wie beispielsweise die starke Nichtlinearität der natürlichen Steifigkeit für permanentmagnetische Rotoren mit Polpaarzahl $p = 1$ und ein höherfrequentes Unwuchtverhalten. Die in dieser Arbeit vorgestellten Konzepte ermöglichen es, ohne konstruktive Eingriffe diese Nachteile zu kompensieren.

Ziel der Arbeit war es, das Optimierungspotential des untersuchten Typs der lagerlosen Scheibenmotoren zu analysieren und dafür Algorithmen zu entwickeln. Die Motivation lag einerseits in den Anforderungen, die durch die kommerzielle Anwendung entstanden: geringerer Leistungsverbrauch, vor allem bei der implantierbaren Blutpumpe, um den Betrieb ohne externe Versorgung länger aufrechterhalten zu können. Andererseits war die Motivation auch in der für Magnetlager einzigartigen Problemstellung, dem derart gekoppelten und nichtlinearen Lager begründet. Weitere wünschenswerte Ziele waren

die dadurch mögliche optimierte Nutzung der Systeme, indem näher an thermische Systemgrenzen gegangen werden kann bzw. der stabile Betriebspunkt näher an die Leistungsgrenze des Systems gelegt und somit der Gesamtwirkungsgrad optimiert werden kann.

Weder im transienten Bereich, wo die exakte Linearisierung zu einem verbesserten Stör-, Führungs- und Betriebsverhalten mit Verbrauchsreduktion führt, noch bei persistenten unerwünschten Signalen, wo durch die Anwendung der Kompensation harmonischer Signale mehrere Harmonische effizient und gleichzeitig kompensiert werden können, wird derzeit ein weiterer Verbesserungsbedarf gesehen.

Die entwickelten Verfahren wurden auf drei Motoren / Pumpen unterschiedlicher Baugröße und mit unterschiedlichen Einsatzgebieten, nämlich Medizinbereich (Blutpumpe, LVAD) und Halbleiterindustrie, erfolgreich getestet. Damit sollte gezeigt werden, dass die vorgestellten Algorithmen parameter- und anwendungsunabhängig sind. Bedingt durch den zweipoligen PM-Rotor, können diese Motoren regelungstechnisch als ähnlich betrachtet und daher auch mit ähnlichen Verfahren optimiert werden. Aus einer Applikation gewonnene Erkenntnisse können häufig für andere adaptiert werden.

Eine Modellierung des Mehrgrössensystems zu Beginn der Arbeit beschreibt die nichtlinearen Lagerverhältnisse, stellt sie in Relation zu bekannten, in anderen Magnetlageranwendungen häufig auftretenden Nichtlinearitäten und erleichterte somit die Beurteilung und Auswahl der weiteren Vorgangsweise.

Das Verfahren der exakten Linearisierung erfüllt die Anforderung an die Regelung ohne zusätzliche überlagerte Regelung und erreicht je nach Betriebszustand Verbrauchsreduktionen von über 20%. Mit keiner Regelung kann die Anwendung der Kompensation harmonischer Signale ersetzt werden, da kein Verfahren gleichzeitig in derart unterschiedlichen Zeitkonstanten gute Resultate liefert. Basierend auf einer Signalanalyse im Frequenzbereich wurden vier Harmonische gleichzeitig kompensiert, um alle Frequenzen mit relevantem periodischem Signalanteil minimieren zu können. Der dafür adaptierte und applikationsspezifisch vereinfachte Algorithmus benötigt im Vergleich zur

verbreitet verwendeten Standardversion der Vibrationskompensation nur unwesentlich mehr Speicherplatz und Rechenaufwand.

Die vorgestellten Algorithmen wurden für den Betrieb auf der implantierbaren Blutpumpe auf einem fehlerredundanten Doppelprozessorsystem realisiert. Dabei mussten Systeminteraktionen, die Synchronisation und das Verhalten im Fehlerfall berücksichtigt werden.

Im Zeit- und Frequenzbereich wurde der Effekt der Linearisierung gezeigt und mittels parametrischer Darstellungen und Frequenzanalysen die Auswirkungen der Kompensation harmonischer Signale. Am einfachsten quantifizierbar ist die Reduktion des Lagerleistungsverbrauches unter Verwendung beider optimierender Verfahren, der Linearisierung und der Kompensation harmonischer Signale, welche im Schnitt 40% beträgt.

7.2 Ausblick

Grundsätzlich sind die in der Arbeit gewonnen Erkenntnisse die Antworten und Lösungen für die zu Beginn gestellten Fragen und Anforderungen. In vielen Magnetlageranwendungen waren die im Kapitel 2 diskutierten, in dieser Arbeit aber vernachlässigten, Nichtlinearitäten ausschlaggebend für die Verwendung der nichtlinearen Regelung. Das Prinzip des lagerlosen Scheibenmotors lässt sich unter gewissen Einschränkungen nach oben für höhere Drucke und Durchflüsse, sowie unten für stärkere Integration skalieren, und somit können weitere Anwendungsgebiete erreicht werden. In diesen Fällen könnten die erwähnten Nichtlinearitäten einen grösseren Einfluss als bei den in dieser Arbeit untersuchten Motoren gewinnen und deren Berücksichtigung somit wichtiger werden.

Eine mögliche Modellverfeinerung wurde diskutiert, wegen des in Relation zum Aufwand erwarteten Nutzens aber nicht durchgeführt. Die Komplexität der Regelung und damit der Implementierungsaufwand steigen, somit können aber weitere nichtlineare Effekte, bzw. Systemordnungen berücksichtigt und das System weiter optimiert werden,

falls dies in weiteren Anwendungen, etwa im Bereich hoher Drehzahlen erforderlich wäre.

Die von der Kompensation harmonischer Signale ermittelten Fourierkoeffizienten der kompensierten Harmonischen, liefern Informationen über die Rotorbeschaffenheit und Systemtoleranzen. Weiters variieren diese Koeffizienten in Abhängigkeit der gepumpten Flüssigkeiten und der Mediumtemperatur. Diese Daten können für unterschiedliche Anwendungen weiterverwendet werden, wofür allerdings noch Entwicklungsbedarf besteht. Somit könnten die Pumpsysteme zusätzlich Informationen liefern, oder besser sich selbst überwachen und daher deren Sicherheit und Zuverlässigkeit erhöht werden.

Die Konvergenzgeschwindigkeit des Algorithmus zur Kompensation harmonischer Signale wurde zugunsten der Vereinfachung des Verfahrens deutlich reduziert. Daher kann er in dieser Form nur für quasikonstante Drehzahlen angewandt werden. Müsste das LVAD mit der Herzfrequenz pulsierend pumpen, würde sich dessen Drehzahl im Verhältnis zur Betriebsdrehzahl stark und im Verhältnis zur Konvergenzgeschwindigkeit schnell ändern. In diesem Fall wäre das vorgestellte Verfahren zur Kompensation harmonischer Signale ohne Modifikationen nicht anwendbar. Eine Variante, um das adaptive Verfahren beizubehalten, wäre die Rückkehr zur Matrizenmultiplikation für das lineare (nichtlinear geregelte) System. Eine weitere Möglichkeit erfordert eine Kalibrierung jedes Systems. In einer Tabelle könnten mittlere Kennwerte für die erforderlichen Drehzahlen gespeichert werden und dann die Adaption im Kleinsignalbereich stattfinden. Alle Varianten würden entweder die Rechenzeit oder den Speicherbedarf und jedenfalls die Komplexität erhöhen.

Da sich die Lageregelung in der vorliegenden Magnetlageranwendung auf das Störverhalten konzentriert und nur die Nullposition bestmöglich zu halten ist, konnte auf eine überlagerte Führungsregelung verzichtet werden. Diese wäre prinzipiell über den Entwurf der exakten Eingangs- Ausgangslinearisierung vorgesehen, wodurch das System erweitert und an weitere Anforderungen angepasst werden könnte. Eine solche überlagerte Regelung wurde beispielsweise in [Eng95] (Beitrag Schlacher), in Form einer Modellreferenzregelung zur Unterdrückung von Störung und Parametervariationen durchgeführt.

Literaturverzeichnis

- [Aesch00] B. Aeschlimann, „Model Based Decoupling Control of a Disc Rotor on Active Magnetic Bearings“, 7th International Symposium on Magnetic Bearings, Zürich, Schweiz, 2000.
- [Aesch02] B. Aeschlimann, „Control Aspects of High Precision Active Magnetic Bearings“, Diss. EPF Nr. 2489, Lausanne, Schweiz, 2002.
- [Allg96] F. Allgöwer, „Näherungsweise Ein-/Ausgangs-Linearisierung nichtlinearer Systeme“, VDI Reihe 8, Nr. 582, Düsseldorf, Deutschland, 1996.
- [Allg01] F. Allgöwer, „Robuste Regelung“, Vorlesungsmanuskript, IST Universität Stuttgart, Stuttgart, Deutschland, 2001.
- [Bal98] M. J. Baloh et al. „Magnetic Bearing System for an Artificial Heart“, 6th International Symposium on Magnetic Bearings, Cambridge MA, USA, 1998.
- [Barl95] N. Barletta, R. Schöb, „Design of a Bearingless Blood Pump“, 3rd International Symposium on Magnetic Suspension Technology, Tallahassee FL, USA, 1995.
- [Barl98] N. Barletta, „Der lagerlose Scheibenmotor“, Diss. ETH Nr. 12870, Zürich, Schweiz, 1998.
- [Beale92] S. Beale, B. Shafai, P. LaRovcca, E. Cusson, „Adaptive Forced Balancing for Magnetic Bearing Systems“, 3rd International Symposium on Magnetic Bearings, Alexandria, VA, USA 1992.

Literaturverzeichnis

- [Bear98] G. B. Bearnson et al., „Implantable Centrifugal Pump with Hybrid Magnetic Bearings“, *Journal of American Society for Artificial Internal Organs*, 44(5):M733-6, USA, 1998.
- [Bert90] T. Bertil, „Identification, Decoupling and PID-Control of Industrial Processes“, *Technical Report No. 204*, Göteborg, Schweden, 1990.
- [Betsch00] F. Betschon, „Design Principles of Integrated Magnetic Bearings“, *Diss. ETH Nr. 13643*, Zürich, Schweiz, 2000.
- [Bich90] J. Bichsel, „Beiträge zum lagerlosen Elektromotor“, *Diss. ETH Nr. 9303*, Zürich, Schweiz, 1990.
- [Blas72] F. Blaschke, „Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine“, *Siemens Forsch. und Entwickl. Ber. Bd. 1, Nr. 1/72*, Siemens AG Erlangen, Deutschland, 1972.
- [Bour00] K. Bourque, et al., „Heartmate III: Pump Design for a Maglev Centrifugal LVAD“, *46th Annual Conference, American Society for Artificial Internal Organs*, NY, USA, 2000.
- [Brau39] W. Braunbek, „Freischwebende Körper im elektrischen und magnetischen Feld“, *Zeitschrift für Physik*, Band 112, S.753-763; Tübingen, Deutschland, 1939.
- [Burr83] C. R. Burrows, M. N. Sahinkaya, „Vibration Control of Multimode Rotor-Bearing Systems“, *Proceedings of the Royal Society of London A*, Vol. 386, England, 1983.
- [Burr89] C. R. Burrows, M. N. Sahinkaya, „Active Vibration Control of Flexible Rotors: An Experimental and Theoretical Study“, *Proceedings of the Royal Society of London A*, Vol. 422, England, 1989.
- [Char96] A. Charara, D.M. Jérôme, B. Caron, „Nonlinear Control of a Magnetic Levitation System Without Premagnetization“, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 4, No. 5, 1996.

- [Eng95] S. Engell (Hrsg.), „Entwurf nichtlinearer Regelungen“, R. Oldenbourg Verlag, München, Wien, 1995.
- [Falb67] P. Falb, W. Wolovich, „Decoupling in the Design and Synthesis of Multivariable Control Systems“, IEEE Transactions on Automatic Control Vol. AC-12, No. 6, 1967.
- [Frik84] M. Frik, R. Blessing, „Rotoren in aktiven, adaptiven Magnetlagern und Kompensation unwuchterregter Störungen“, VDI Reihe 8, Nr. 72, Düsseldorf, Deutschland, 1984.
- [Gempp02] T. Gempp et al., „Heartmate III: Integrated Controller Design for a Fault-Tolerant, MAGLEV Centrifugal LVAD“, ASAIO Conference, NY, USA, 2002.
- [GlSchr02] M. Glauser, D. Schrag, „High Speed Drive System for Medical Respiration“, Diplomarbeit ETH, Zürich, Schweiz, 2002.
- [Hahn02] J. Hahn, „Sensorlose Bestimmung der Prozessgrößen magnetisch gelagerter Blutpumpen“, Diss. ETH Nr. 14563, Zürich, Schweiz, 2002.
- [HaHi00] M. Hadorn, C. Hiller, „Nichtlineare Regelung einer Blutpumpe“, Semesterarbeit EEK, ETH Zürich, Schweiz, 2000.
- [Herz96] R. Herzog, P. Bühler, C. Gähler, R. Larssonneur, „Unbalance Compensation using Generalized Notch Filters in the Multivariable Feedback of Magnetic Bearings“, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 4, No. 5, September 1996.
- [Hilt98] E. F. Hilton, P. Allaire et al., „Magnetic Suspension Test Controller for a New Continuous Flow Ventricular Assist Device“, 6th International Symposium on Magnetic Bearings, Cambridge, USA, 1998.
- [HoKn94] R. Hope, C. Knospe, „Adaptive Open Loop Control of Synchronous Rotor Vibration using Magnetic Bearings“, Report No. UVA/643092/MAE94/475, University of Virginia, USA, 1994.

Literaturverzeichnis

- [Huge95] J. Hugel, „The Vector Method for Determination of Torque and Forces of the Lateral Force Motor“, Proceedings of the International Power Electronics Conference, Yokohama, Japan, 1995.
- [Huge98] J. Hugel, „Elektrotechnik, Grundlagen und Anwendungen“, Teubner Studienbücher, Stuttgart, Deutschland, 1998.
- [Huett99] C. Hüttner, „Analysis and Simulation of a Magnetic Synchronous Disc Motor“, Diplomarbeit, Johannes Kepler Universität Linz, Linz, Österreich, 1999.
- [Huett01] C. Hüttner, R. Schöb, „Vibration Control for a Bearingless Slice Motor of an Implantable Blood Pump“, 6th International Symposium on Magnetic Suspension Technology, Turin, Italien, 2001.
- [Huett02] C. Hüttner, „Nonlinear State Control of a Left Ventricular Assist Device“, 8th International Symposium on Magnetic Bearings, Mito, Japan, 2002.
- [HuwFur01] S. Huwiler, R. Furrer, „Entwicklung einer netzgespeisten low-cost Magnetlagersteuerung“, Diplomarbeit, ETH Zürich, Zürich, Schweiz, 2001.
- [Hirsch02] M. Hirschmanner, H. Springer, „Adaptive Vibration and Unbalance Control of a Rotor Supported by Active Magnetic Bearings“, 8th International Symposium on Magnetic Bearings, Mito, Japan, 2002.
- [Isid94] A. Isidori, „Nonlinear Control Systems“, Springer Verlag, Third Edition, 1994.
- [Jani87] K. Janiszowski, H. Unbehauen, „Entwurf eines neuartigen diskreten Entkopplungsreglers fuer Mehrgroessenregelstrecken“, Automatisierungstechnik at, 35. Jahrgang, Vol. 2, 1987.
- [Jaen75] P. Jänicke, „Die Berechnung der elektromagnetischen Zugkräfte bei Drehstromsynchronmaschinen mit statischer Exzentrizität“, Dissertation, Technische Universität Hannover, Hannover, Deutschland, 1975.

- [Juck02] P. Jucker, „Production Test of a Single-Fault Tolerant Bearingless Motor“, 8th International Symposium on Magnetic Bearings, Mito, Japan, 2002.
- [Kail80] T. Kailath, „Linear Systems“, Prentice Hall, 1980.
- [Kan94] Y. Kanemitsu, M. Ohsawa, E. Marui, „Comparison of Control Laws for Magnetic Levitation“, 4th International Symposium on Magnetic Bearings, Zürich, Schweiz, 1994.
- [Kaw00] M. Kawanishi, H. Kanki, „AMB Nonlinear Control with input-output exact linearization considering modal characteristics“, 7th International Symposium on Magnetic Bearings, Zürich, Schweiz, 2000.
- [Knos91] C. Knospe, „Stability and Performance of Notch Filter Controllers for Unbalance Response“, International Symposium on Magnetic Suspension Technology, NASA Conference Publication 3152, Hampton VA, USA, 1991.
- [Knos95] C. Knospe, R. W. Hope, S. J. Fedigan, R. D. Williams, „Experiments in the Control of Unbalance Response Using Magnetic Bearings“, *Mechatronics* 5, Elsevier Science, England, 1995.
- [Knos96] C. Knospe, S. Tamer, „Experiments in Robust Unbalance Control“, 5th International Symposium on Magnetic Bearings, Kanazawa, Japan, 1996.
- [Knos97] C. Knospe, S. Tamer, R. Fittro, „Rotor Synchronous Response Control: Approaches for Addressing Speed Dependence“, *Journal of Vibration and Control*, Vol. 3, Sage Publications, 1997.
- [Kugi99] A. Kugi, K. Schlacher, R. Novak, „Symbolic Computation for the Analysis and Synthesis of Nonlinear Control Systems“, *Software for Electrical Engineering, Analysis and Design IV*, A. Konrad and C.A. Brebbia (eds.), WITpress, pp.255-264, 1999 .
- [Lei99] D. Leier, „Nichtlinearitäten magnetgelagerter Rotorsysteme“, Springer, Berlin, Deutschland, 1999.

Literaturverzeichnis

- [Lev96] W. S. Levine, „The control handbook“, 1996.
- [Lore00] H. Loree, et al., „Heartmate III: In Vivo Studies of a Maglev Centrifugal LVAD“, 46th Annual Conference, American Society for Artificial Internal Organs, NY, USA, 2000.
- [Lind00] J. D. Lindlau, C. R. Knospe, „High Performance Voltage Control using Feedback Linearization“, 7th International Symposium on Magnetic Bearings, Zürich, Schweiz, 2000.
- [Lott94] J. Lottin, P. Mouille, J.C. Ponsart, „Non Linear Control of Active Magnetic Bearings“, 4th International Symposium on Magnetic Bearings, Zürich, Schweiz, 1994.
- [Nam98] T. Namerikawa, M. Fujita, F. Matsumura, „Wide Area Stabilization of a Magnetic Bearing using Exact Linearization“, 6th International Symposium on Magnetic Bearings, Cambridge, USA, 1998.
- [Noji00] C. Nojiri et al., „Terumo Implantable Left Ventricular Assist System: Results of Long-term Animal Study“, Journal of American Society for Artificial Internal Organs, 46(1):117-22, USA, 2000.
- [Nij90] H. Nijmeijer, A.J. van der Schaft, A.J., „Nonlinear Dynamical Control Systems“, Springer Verlag, 1990.
- [Nois87] R. Noisser, „Anti-Reset-Windup-Maßnahmen für Eingößenregelungen mit digitalen Reglern“, Automatisierungstechnik at, 12/1987.
- [Pade99] B. Paden et al., „Animal Trials of a Magnetically Levitated Left-Ventricular Assist Device“, 5th International Symposium on Magnetic Suspension , 46(1):117-22, USA, 2000.
- [Paff92] G. Pfaff, C. Meier, „Regelung elektrischer Antriebe II“, Oldenbourg Verlag, 1992.
- [Pil02] A. Pilat, „Feedback Linearization Control of AMB System“, 8th International Symposium on Magnetic Bearings, Mito, Japan, 2002.

- [Queir97] M.S. de Queiroz, D.M. Dawson, A. Suri, „Nonlinear Control of a Large Gap 2-DOF Magnetic Bearing System on a Coupled Force Model“, American Control Conference, Albuquerque, NM, USA, 1997.
- [Reit01] H. G. Reiter, „Verbesserung der Fehlertoleranz lagerloser Elektromotoren“, Diss. ETH Nr. 14309, Zürich, Schweiz, 2001.
- [Rusk02] M. Ruskowski, L. Reicke, K. Popp, „Enhanced Steady State Stiffness for a Magnetic Guide using Smart Disturbance Compensation“, 6th International Conference on Motion and Vibration Control, Saitama, Japan, 2002.
- [Rut94] N. K. Rutland, P. S. Keogh, C. R. Burrows, „Comparison of Controller Designs for Attenuation of Vibration in a Rotor-Bearing System under Synchronous and Transient Conditions“, 4th International Symposium on Magnetic Bearings, Zürich, Schweiz, 1994.
- [Schl97] K. Schlacher, „Skriptum zu: Prozeßautomatisierung II“, Abteilung für Regelungstechnik und Prozeßautomatisierung, Johannes Kepler Universität Linz, Linz, Österreich, 1997.
- [Scho93] R. Schöb, „Beiträge zur lagerlosen Asynchronmaschine“, Diss. ETH Nr. 10417, Zürich, Schweiz, 1993.
- [Scho00a] R. Schöb, et al., „Heartmate III: Bearingless Motor Design for a Maglev Centrifugal LVAD“, 46th Annual Conference, American Society for Artificial Internal Organs, NY, USA, 2000.
- [Scho00b] R. Schöb, et al., „A Bearingless Motor for a Left Ventricular Assist Device (LVAD)“, 7th International Symposium on Magnetic Bearings, Zürich, Schweiz, 2000.
- [Schw94] G. Schweitzer, et al., „Active Magnetic Bearings“, vdf Hochschulverlag an der ETH Zürich, Zürich, Schweiz, 1994.
- [Silb00] S. Silber, „Beiträge zum lagerlosen Einphasenmotor“, Dissertation, Johannes Kepler Universität Linz, Linz, Österreich, 2000.

- [Smith95] R. D. Smith, W. F. Weldon, „Nonlinear Control of a Rigid Rotor Magnetic Bearing System: Modeling and Simulation with Full State Feedback“, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 31, No. 2, March 1995.
- [StCh02] L. S. Stephens, H. M. Chin, „Robust Stability of the Lorentz-Type Self Bearing Servomotor“, 8th International Symposium on Magnetic Bearings, Mito, Japan, 2002.
- [Sun99] L. Sun, H. Ohmori, A. Sano, „Direct Closed-loop Identification of Magnetic Suspension System“, IEEE Conference on Control Applications, USA, 1999.
- [TaKn96] S. Tamer, C. Knospe, „Robust Adaptive Open Loop Control of Periodic Disturbances: Analysis, Synthesis and Implementation“, Report No. UVA/643092/MAE96/489, University of Virginia, USA, 1996.
- [Trump97] D. L. Trumper, S. M. Olson, P. K. Subrahmanyam, „Linearizing Control of Magnetic Suspension Systems“, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1997.
- [Ueno98] S. Ueno et al, „Design of a Self-Bearing Slice Motor for a Centrifugal Blood Pump“, 6th International Symposium on Magnetic Bearings, Cambridge, USA, 1998.
- [Vid93] M. Vidyasagar, „Nonlinear Systems Analysis“, Prentice Hall, 1993.
- [WiKe67] E. Wiedemann, W. Kellenberger, „Konstruktion elektrischer Maschinen“, Springer Verlag, 1967.
- [Yaso02] H. Yasoshima, M. Kawanishi, H. Kanki, „Application Exact Linearization to AMB System“, 8th International Symposium on Magnetic Bearings, Mito, Japan, 2002.
- [Yeh98] T.C. Yeh, S.L. Chen, „Modeling and Control of a Magnetic Rotor-Bearing System with Magnetic Coupling“, 6th International Symposium on Magnetic Bearings, Cambridge MA, USA, 1998.
- [Zhang95] F. Zhang, K. Suyama, „Nonlinear Feedback Control of Magnetic Levitating System by Exact Linearization Approach“, IEEE Conference on Control Applications, 1995.

Publikationen

C. Hüttner, „Analysis and Simulation of a Magnetic Synchronous Disc Motor“, Diplomarbeit, Johannes Kepler Universität Linz, Linz, Österreich, 1999.

C. Hüttner, R. Schöb, „Vibration Control for a Bearingless Slice Motor of an Implantable Blood Pump“, 6th International Symposium on Magnetic Suspension Technology, Turin, Italien, 2001.

C. Hüttner, M. Dorigatti, M. Kaiserseder, S. Silber, R. Schöb, „Implementierung von Matlab/Simulink Modellen auf Echtzeitsystemen“, Embedded Intelligence, Deutschland, 2001.

C. Hüttner, „Adaptive Vibration Control in an Implantable Blood Pump on a Bearingless Slice Motor“, 6th International Conference on Motion and Vibration Control, Saitama, Japan, 2002.

C. Hüttner, „Nonlinear State Control of a Left Ventricular Assist Device“, 8th International Symposium on Magnetic Bearings, Mito, Japan, 2002.

C. Hüttner, „Vibration Control for an Implantable Blood Pump on a Bearingless Slice motor“, MOVIC2002 Special Issue, Veröffentlichung September 2003, JSME Journal, Japan, 2003.

Publikationen

Lebenslauf

Personalien:

Christian Hüttner
geboren am 11. April 1975 in Linz, Österreich

Vater: Ludwig Hüttner
Mutter: Rudolfine Hüttner, geb. Reinthaler

Ausbildung:

1981 - 1985 Volksschule in Linz, Österreich
1985 - 1993 Bundesrealgymnasium mit DG in Linz,
Österreich
1993 - 1999 Studium der Mechatronik an der Johannes Kepler
Universität Linz, Österreich

Berufstätigkeit:

1998 Praktikum bei Sulzer Electronics AG in Zürich,
Schweiz
seit 1.6.1999 Assistent an der Professur für Elektrotechnische
Entwicklungen und Konstruktionen der ETH
Zürich, Schweiz