

Aufbau und Regelung aktiver Magnetführungen

Vom Fachbereich Maschinenbau
der Universität Hannover
zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur
genehmigte

Dissertation

von
Dipl.-Ing. Martin Ruskowski
geb. am 1. November 1969 in Hannover

2004

1. Referent: Prof. Dr.-Ing. Karl Popp

2. Referent: Prof. Dr.-Ing. Wilfried Gerth

Tag der Promotion: 17.06.2004

Vorwort

Diese Arbeit entstand in meiner Zeit als wissenschaftlicher Assistent am Institut für Mechanik sowie parallel hierzu am Mechatronik-Zentrum der Universität Hannover.

Ich danke Herrn Prof. Dr.-Ing. Karl Popp für sein großes Vertrauen und die wissenschaftliche Freiheit, die ich an seinem Institut genießen durfte. Seine weit reichenden Visionen haben die Forschung im Bereich der Mechatronik an der Universität Hannover stark vorangetrieben und insbesondere diese Arbeit überhaupt erst ermöglicht.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Wilfried Gerth danke ich sowohl für die Übernahme der Korreferates als auch für seine langjährige Entwicklung des Echtzeit-Betriebssystems RTOS-UH, welches die praktische Umsetzung der Regelung nachhaltig vereinfacht hat.

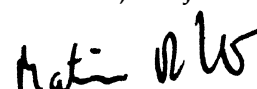
Während die Entwicklung der Technologie der Magnetführung durch die Deutsche Forschungsgemeinschaft gefördert wurde, wäre die praktische Umsetzung nicht ohne die hervorragende Zusammenarbeit mit dem Institut für Fertigungstechnik und Werkzeugmaschinen möglich gewesen. Dessen langjährigem Leiter, Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. E.h. mult. Hans Kurt Tönshoff, danke ich zusätzlich für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes. Weiterhin danke ich Franz Kallage stellvertretend für alle an der Entwicklung und dem Aufbau der SCHNELLEN MASCHINE beteiligten Kollegen sowie Herrn Michael Schubert und Herrn Edgar Ulbrich für die gute Zusammenarbeit bei der Konstruktion.

Großer Dank gebührt allen Kolleginnen und Kollegen des Instituts für Mechanik, sowohl im wissenschaftlichen wie auch im administrativen Bereich, für das exzellente Arbeitsklima und die fortwährende Unterstützung meiner Arbeit. Vor allem die mechanische Werkstatt mit Herrn Jürgen Anton und seinen Mitarbeitern hat immer wieder kleine Wunder vollbracht und nicht nur die mechanischen Komponenten erstellt, sondern auch die vielen nachträglichen Änderungen mit Geduld ertragen. Annika Schmidt-Fellner und Cord-Christian Neuber gilt mein Dank für die Korrektur des Manuskripts.

Am Entwicklungsprozess der untersuchten Magnetführungen war eine große Anzahl von Studenten mittelbar oder unmittelbar beteiligt. Insbesondere Nina Kellein und Lars Reicke gebührt Dank für ihre Beiträge zu dieser Arbeit.

Besonders aber bedanken möchte ich mich bei allen meinen Freunden für die moralische Unterstützung, die sie mir während meiner langjährigen Forschungsarbeit entgegenbrachten, sowie bei meinen Eltern dafür, dass sie mir meinen akademischen Werdegang überhaupt erst ermöglicht haben.

Hannover, im Juli 2004



But friendship is precious, not only in the shade,
but in the sunshine of life; and thanks to a bene-
volent arrangement of things, the greater part of
life is sunshine.

Thomas Jefferson

Inhalt

Formelzeichen	VIII
Kurzfassung	XIII
Abstract	XIV
1 Einleitung	1
1.1 Begriffsbildung	3
1.2 Inhalt und Aufbau der Arbeit	4
1.3 Möglichkeiten und Grenzen für Magnetführungen	5
2 Bauformen von Magnetführungen	7
2.1 Funktionsprinzipien des magnetischen Schwebens	7
2.2 Aufbau von Magnetführungen	10
2.2.1 Orthogonale Magnetanordnungen	11
2.2.2 Symmetrische Magnetanordnungen	14
2.2.3 Anordnungen mit passiver Seitenführung	16
2.3 Integration der Antriebe	17
3 Grundlagen und Komponenten	21
3.1 Elektromagnete	21
3.1.1 Kraftwirkung des magnetischen Feldes	22
3.1.2 Zugkraft realer Magnete	24
3.1.3 Wirbelstromeinflüsse	29
3.1.4 Praktische Magnetauslegung	31
3.1.5 Ankerschienen	34
3.2 Leistungselektronik	34
3.2.1 Stromstellerprinzipien	35
3.2.2 Grundsaltungen getakteter Stromsteller	35
3.2.3 Ansteuerprinzipien für Stromsteller	36
3.2.4 Stromregler	41
3.2.5 Praktische Realisierung der Stromsteller	42
3.2.6 Messungen an den Stromstellern	45
3.3 Sensorik	46
3.3.1 Wegsensorik	48
3.3.2 Beschleunigungssensorik	50
3.3.3 Einfluss der Sensorauflösung	52
3.4 Regelungsumgebung	53

3.4.1	Hardwarestruktur	53
3.4.2	Softwarestruktur	55
4	Modellierung und Regelung	59
4.1	Regelkonzepte	59
4.2	Mechanische Modellierung	61
4.3	Modellierung der Magnete	63
4.3.1	Lineare Modellierung	64
4.3.2	Nichtlineare Modellierung	66
4.3.3	Modellierung der Wirbelstromverluste	67
4.4	Koordinatenkopplungen	69
4.5	Modellierung der Antriebseinflüsse	73
4.6	Modell der Mehrgrößen-Regelstrecke	76
4.7	Normierte Lageregelung	77
4.7.1	Berücksichtigung der gemessenen Beschleunigung	78
4.7.2	Zeitdiskretes Streckenmodell	79
4.7.3	Optimale Zustandsbeobachtung	80
4.7.4	Reglerentwurf	82
4.8	Eigenschaften der Regelung	85
4.8.1	Eingangs-Ausgangs-Verhalten	85
4.8.2	Führungsverhalten	87
4.9	Identifikation der Massenmatrix	90
4.9.1	Mehrgrößen-LS-Identifikation	90
4.9.2	Verwendete Testsignale	93
4.9.3	Identifikationsergebnisse	94
5	Untersuchungen zur Steifigkeit	97
5.1	Steifigkeit von Werkzeugmaschinen	97
5.1.1	Einfluss der Steifigkeit auf den Spanprozess	98
5.1.2	Ursache des regenerativen Ratterns	98
5.1.3	Einfluss der Führungen auf die Maschinennachgiebigkeit	100
5.2	Nachgiebigkeitsverhalten von Wälzführungen	101
5.2.1	Einflussgrößen der dynamischen Nachgiebigkeit	101
5.2.2	Verhalten im Zeitbereich	103
5.2.3	Experimentelle Verifikation an einer Rollenführung	104
5.3	Nachgiebigkeitsverhalten von Magnetführungen	106
5.3.1	Einflussgrößen der dynamischen Nachgiebigkeit	106
5.3.2	Verhalten im Zeitbereich	109
5.3.3	Experimentelle Verifikation an der Prototyp-Führung	110
5.3.4	Experimentelle Verifikation an der Maschinenachse	114
5.3.5	Einordnung der Ergebnisse	115
5.4	Verhalten im Fräsprozess	116
5.4.1	Versuchsanordnung	116

5.4.2	Flankenfräsen von Stahl	118
5.4.3	Nutenfräsen in Aluminium	121
5.5	Ergebnisse der Untersuchungen	122
6	Aktive Schwingungsdämpfung	130
6.1	Verfahren der aktiven Schwingungsdämpfung	131
6.1.1	Regelung mit internem Störgrößenmodell	131
6.1.2	Regelung mit externem Störgrößenmodell	134
6.2	Regelung von Harmonischen	136
6.2.1	Kompensationsansatz	138
6.2.2	Amplitudenadaption	139
6.2.3	Frequenzadaption	143
6.2.4	Frequenzidentifikation	144
6.2.5	Erweiterung auf mehrere Freiheitsgrade	146
6.3	Praktische Realisierung	147
6.3.1	Selbstnachführender Kompensationsoszillator	148
6.3.2	Störidentifikation und Oszillatordisposition	149
6.3.3	Taskaufteilung und -priorisierung	150
6.4	Experimentelle Validierung des Verfahrens	151
6.4.1	Verwendeter Frequenzgang	151
6.4.2	Prinzipielle Funktionsweise und Echtzeiteigenschaften	152
6.5	Anwendung im Fräsprozess	156
6.5.1	Messungen	156
6.5.2	Schlussfolgerungen	158
7	Zusammenfassung	165
	Literatur	169

Formelzeichen

Vektoren werden durch *fette kursive*, Matrizen durch **fette aufrechte** Buchstaben beschrieben. Nur kurzzeitig benutzte Formelzeichen sowie ggf. abweichende Bedeutungen werden ausschließlich im Text erläutert.

a	Schnitttiefe
a, b, c, d	Abmessungen der Magnetanordnung
a_S, b_S, c_S, d_S	Abmessungen der Sensoranordnung
a_B, b_B, c_B	Abmessungen der Beschleunigungssensoranordnung
A	Gesamte Polfläche eines Magneten
A_{Cu}	Wickelraum der Spule
\mathbf{A}	Systemmatrix der Zustandsraumdarstellung
$\tilde{\mathbf{A}}$	Systemmatrix des KALMAN-Filters
b, b_{\max}	Spannungsbreite, Grenzspannungsbreite
B	Magnetische Induktion
B	Bezugspunkt
\mathbf{B}	Eingangsmatrix der Zustandsraumdarstellung
$\tilde{\mathbf{B}}$	Eingangsmatrix des KALMAN-Filters
c	Geometriekonstante, Federsteifigkeit
C	Massenschwerpunkt
\mathbf{C}	Ausgangsmatrix der Zustandsraumdarstellung
$\tilde{\mathbf{C}}$	Ausgangsmatrix des KALMAN-Filters
C_0	Statische Tragzahl einer Wälzführung
$d(t)$	Extern wirkende periodische Störgröße
$d_k(t)$	Störsignal der Harmonischen k
\hat{d}_k, φ_{d_k}	Reelle Amplitude und Phase von $d_k(t)$
D_k, D_k^*	Komplexe bzw. konjugiert komplexe Amplitude von $d_k(t)$
D	Dämpfungsmaß
e	Fehlervektor
E	Elektrische Feldstärke
\mathbf{E}	Einheitsmatrix
f	Anzahl der Freiheitsgrade, Frequenz
F	Aktorkraft
F_M	Magnetkraft
F_x, F_y, F_z	Generalisierte Kräfte in den translatorischen Freiheitsgraden
\mathbf{F}	Vektor der Aktorkräfte
\mathbf{F}	Matrix der Reglerückführung
$G(j\omega)$	Führungsfrequenzgang der Lageregelung

$G_M(j\omega)$	Nachgiebigkeitsfrequenzgang der Maschinenstruktur
$G_P(j\omega)$	Steifigkeitsfrequenzgang des Spanprozesses
$G_K(j\omega)$	Frequenzgang des geschlossenen Kreises
$G_B(j\omega)$	Frequenzgang der magnetischen Induktion
$G_I(j\omega)$	Frequenzgang des Iststroms
$G_{BI}(j\omega)$	Frequenzgang der magnetischen Induktion bezogen auf den Iststrom
$G(j\omega)$	Frequenzgang der Strecke
$\tilde{G}(j\omega)$	Approximierter Frequenzgang der Strecke
$\Delta G, \Delta\varphi$	Amplituden- und Phasenfehler der Approximation
h	Spandicke, Höhe eines Motor-Primärteils
H	Magnetische Erregung
I	Elektrischer Strom
I_{Ist}	Iststrom
I_{Soll}	Sollstrom
I_v	Stromwelligkeit
\mathbf{I}	Trägheitstensor
j	Imaginäre Einheit
J	Magnetische Polarisation
\mathbf{J}	JACOBI-Matrix der Aktoren
\mathbf{J}_S	JACOBI-Matrix der Wegsensoren
\mathbf{J}_B	JACOBI-Matrix der Beschleunigungssensoren
\mathbf{J}^+	Linke pseudoinverse JACOBI-Matrix
k	Zeitschritt bzw. Nummer der Harmonischen
$k_{D,\text{dyn}}$	Dynamische Drangkraft
k_D	Überhöhungsfaktor der Geschwindigkeitsrückführung
k_{Cu}	Kupferfüllfaktor
k_i, k_i^*	Kraft-Strom-Koeffizient eines Magneten bzw. eines Differenzmagnetpaares
k_s, k_s^*	Kraft-Weg-Koeffizient eines Magneten bzw. eines Differenzmagnetpaares
\mathbf{K}_Γ	Steifigkeitsmatrix eines Antriebs
\mathbf{K}_A	Steifigkeitsmatrix der Antriebe in generalisierten Koordinaten
$\mathbf{K}_i[k]$	KALMAN-Gain des Freiheitsgrads i zum Zeitschritt k
$\mathbf{K}_i^-[k]$	Prädizierte KALMAN-Gain des Freiheitsgrads i zum Zeitschritt k
l	Länge eines Motor-Primärteils
l_{Fe}	Eisenlänge
L	Induktivität
L, R	Mittelpunkt des linken bzw. rechten Antriebs
m	Masse
M	Länge des Anregungssignals
$M_\varphi, M_\psi, M_\theta$	Generalisierte Kräfte in den rotatorischen Freiheitsgraden
\mathbf{M}	Magnetisierung
\mathbf{M}	Massenmatrix
$\hat{\mathbf{M}}$	Identifizierte Massenmatrix

n	Anzahl der Führungsmagnete, Werkzeugdrehzahl, Windungszahl der Spule
P_{el}	Elektrische Leistung
$\mathbf{P}_i[k]$	Fehlerkovarianzmatrix des Freiheitsgrads i zum Zeitschritt k
q	Generalisierte Auslenkung
$\ddot{q}_{i,\text{soll}}$	Stellgröße des Zustandsreglers
q_{rausch}	Generalisierter Wegfehler durch Messrauschen
$\ddot{q}_{\text{stör}}$	Generalisierte Störbeschleunigung
\mathbf{Q}	Vektor der generalisierten Kräfte
$\ddot{\mathbf{q}}$	Matrix der gemessenen Beschleunigungen für die Massenidentifikation
\mathbf{Q}	Matrix der gemessenen Kräfte für die Massenidentifikation
$\mathbf{Q}_{K,i}$	Kovarianz-Matrix des Prozessrauschens in Freiheitsgrad i
$\mathbf{Q}_R, \mathbf{R}_R, \mathbf{S}$	Entwurfsmatrizen des RICCATI-Optimalreglers
$r(t)$	Kompensationssignal
$r_k(t)$	Kompensationssignal zur Harmonischen k
\hat{r}_k, φ_{r_k}	Reelle Amplitude und Phase von $r_k(t)$
R	Elektrischer Widerstand
R_m	Magnetischer Widerstand
R_W	Ersatzwiderstand der Wirbelstromverluste
R_k, R_k^*	Komplexe bzw. konjugiert komplexe Amplitude von $r_k(t)$
r_{BC}	Vektor vom Bezugspunkt zum Schwerpunkt
r_C	Ortsvektor des Schwerpunkts
r_B	Ortsvektor des Bezugspunkts
$\mathbf{R}_L, \mathbf{R}_R$	Rotationsmatrix des linken bzw. rechten Antriebs
$\mathbf{R}_{K,i}$	Kovarianz-Matrix des Messrauschens in Freiheitsgrad i
s	Magnetluftspalt, komplexe Variable
s_R	Pollage des Reglers
S	Stromdichte
T	Abtastzeit der Regelung
T_{Span}	Totzeit des repetierenden Spannungsprozesses
T_{Osz}	Zeitraaster der Amplitudenadaptation
T_{FFT}	Zeitraaster der Frequenzidentifikation
u_i	Eingangsgröße des Zustandsraummodells
$u(t)$	Streckeneingangssignal
U	Elektrische Spannung
U_i	Induzierte Spannung
U_{DC}	Zwischenkreisspannung
U_{on}	Durchlassspannung eines Transistor-Dioden-Paars
v_F	Vorschubgeschwindigkeit
V	Magnetische Spannung, Unsicherheit des Streckeneingangs
w_{mag}	Magnetische Energiedichte
$w(t)$	Fensterfunktion
x, y, z	Translatorische Freiheitsgrade

x	Aktorauslenkung
\mathbf{x}	Vektor der Aktorauslenkungen
\mathbf{x}_S	Vektor der Wegsensorauslenkungen
\mathbf{x}_B	Vektor der Beschleunigungssensorauslenkungen
$y(t)$	Streckenausgangssignal
$y_k(t)$	Streckenausgangssignal der Harmonischen k
Y_k, Y_k^*	Komplexe bzw. konjugiert komplexe Amplitude von $y_k(t)$
$\mathbf{z}_i[k]$	Zustandsvektor des Freiheitsgrads i zum Zeitschritt k
$\tilde{\mathbf{z}}_i^-[k]$	Prädizierter erweiterter Zustandsvektor des Freiheitsgrads i
$\tilde{\mathbf{z}}_i[k]$	Geschätzter erweiterter Zustandsvektor des Freiheitsgrads i
α	Rückführanteil der gemessenen Beschleunigung
α, β, γ	Rotatorische Auslenkung eines Antriebs
Γ	Varianz der Normalkraftdichte der Antriebe
δ	Neigungswinkel der Antriebe
Θ	Elektrische Erregung
κ_{Fe}	Leitfähigkeit des Magnetmaterials
λ	Haltefaktor des PRBS-Signals
λ_M	Korrekturfaktor der aktiven Motorfläche
$\lambda(t)$	Demodulierter Streckenausgang
$\lambda(t)$	Projektion der Wegauslenkung in die komplexe Ebene
$\bar{\Lambda}(n\Delta\omega)$	Betrag der Wegamplitude im Frequenzband n aus der FFT
$\hat{\lambda}$	Äquivalente reelle Wegamplitude
μ	Magnetische Permeabilität
μ	Konvergenzkoeffizient der Amplitudenadaption
$\tilde{\mu}$	Realer Konvergenzkoeffizient
μ_ω	Konvergenzkoeffizient der Frequenzadaption
ν	Einstellparameter für die Dynamik des RICCATI-Optimalreglers
ξ, η, ζ	Translatorische Auslenkung eines Antriebs
$\xi(t)$	PRBS-Anregungssignal
$\Xi(j\omega)$	Frequenzspektrum des PRBS-Anregungssignals
$\xi[k]$	Zeitdiskreter Mehrgrößen-Testsignalvektor mit zeitversetzten Anregungen
σ	Mechanische Spannung
σ_q	Streuung des Wegsignals
σ_M	Normalkraftdichte der Antriebe
$\sigma_{M,m}$	Normalkraftdichte der Antriebe bei massivem Primärteil
$\sigma_{q_i, \text{rausch}}$	Streuung des Wegfehlers in Freiheitsgrad i
$\sigma_{\ddot{q}_i, \text{stör}}$	Streuung der Störbeschleunigung in Freiheitsgrad i
φ, ψ, ϑ	Rotatorische Freiheitsgrade
ϕ	Rotatorische Auslenkung eines Körpers
Φ	Magnetischer Fluss
χ	Magnetische Suszeptibilität

Ψ	Verketteter Spulenfluss
ω	Kreisfrequenz
ω_k	Kreisfrequenz der Harmonischen k
$\tilde{\omega}_k$	Näherungsweise identifizierte Kreisfrequenz der Harmonischen k
$\Delta\omega$	Frequenzfehler der Frequenzidentifikation

Kurzfassung

Aktiv geregelte Magnetführungen bieten für zahlreiche Anwendungen im Maschinenbau neue Möglichkeiten. Durch die prinzipielle Vermeidung von Reibung und Verschleiß sowie eine hohe, einstellbare Dämpfung stellt insbesondere die Steigerung der Antriebsdynamik von Hochgeschwindigkeits-Werkzeugmaschinen ein mögliches Einsatzgebiet für Magnetführungen dar. Die vorliegende Arbeit gibt einen Überblick über den Aufbau, die Komponenten und die Regelung bis hin zum praktischen Einsatz von Magnetführungen im Spanprozess mit der Möglichkeit des aktiven Eingriffes in den Prozess. Im Zentrum der Betrachtungen steht dabei die magnetgeführte z-Achse einer neuentwickelten Fräsmaschine. Einige grundlegende Untersuchungen erfolgen zudem an einer Führung im Labormaßstab.

Zunächst wird der prinzipielle Aufbau von Magnetführungen analysiert und anhand von Beispielen aus der Literatur eine optimierte Magnetanordnung für den Einsatz in einer Werkzeugmaschine hergeleitet. Es erfolgt eine umfassende Betrachtung der physikalischen Grundlagen sowie der Komponenten einer Magnetführung. Aufbauend hierauf entstand im Rahmen dieser Arbeit ein industrietaugliches Hardwarekonzept nebst einer geeigneten, modularen Modellierung und Mehrgrößenregelung für den praktischen Aufbau von Magnetführungen.

Der Schwerpunkt der Arbeit liegt auf der Beurteilung des resultierenden Nachgiebigkeitsverhaltens von Magnetführungen im Vergleich zu Wälzführungen, insbesondere im Hinblick auf den Einsatz in Fräsmaschinen. Es werden grundlegende theoretische Untersuchungen angestellt und deren Ergebnisse durch praktische Messungen an realen Wälz- und Magnetführungen untermauert. Diese Ergebnisse zeigen, dass die Steifigkeit von Magnetführungen bei entsprechender Auslegung derjenigen von Wälzführungen mindestens ebenbürtig ist. Durch die hohe, einstellbare Dämpfung sind Magnetführungen zudem wesentlich weniger anfällig für selbsterregte Schwingungen als kontaktierende Führungen. Im realen Spanprozess durchgeführte Untersuchungen belegen die praktische Anwendbarkeit von Magnetführungen in Fräsmaschinen.

Die Möglichkeit des aktiven Eingriffes in den Prozess wird durch Anwendung eines in der Arbeit entwickelten Verfahrens der aktiven Schwingungsdämpfung ausgenutzt. Auf diese Weise ist die nahezu vollständige Eliminierung der dynamischen Nachgiebigkeit in der Führung möglich. Die Anwendbarkeit und Leistungsfähigkeit des Verfahrens wird ebenfalls im realen Spanprozess nachgewiesen.

Schlagwörter: Werkzeugmaschinen, Linearführung, aktive Schwingungsdämpfung

Abstract

Actively controlled magnetic guides offer new prospects for a wide spectrum of mechanical engineering applications. Because of the fundamental avoidance of friction and wear together with a high, adjustable damping ratio, magnetic guides allow for an increase in the achievable feed dynamics of high-speed cutting machines. This dissertation covers a wide range of aspects concerning magnetic guides. The topics covered include the structure, components, modelling, control and practical application of magnetic guides. The main focus is on the magnetically guided z-axis of a newly developed milling machine. Further, several basic investigations are performed on a small-scale model.

An analysis of possible set-ups for magnetic guides, comprising several practical examples from the literature, leads to an optimised magnet arrangement for applications involving machine tools. A thorough consideration of the fundamental physics and the active components results in the design of a complete set of industry-compatible hardware components for the practical realisation of magnetic guides. In addition, a multi-degree-of-freedom control based on modular models is presented.

The main focus of this dissertation is the investigation of the compliance behaviour of magnetic guides in comparison to contacting guides, especially roller-bearing linear guides. In particular, the properties of both types of guide are examined with respect to machine tool applications. Theoretical results are validated by practical tests on one roller-bearing guide and two magnetic guides. The results show the stiffness of an adequately designed magnetic guide to be comparable to that of roller-bearing guides. Further, their high damping ratio makes magnetic guides less susceptible to self-induced chatter vibrations. Practical milling tests confirm that magnetic guides can be applied to machine tools.

One large potential for actively controlled guides lies in the opportunity to apply forces directly in the guides. In this dissertation a multi-degree-of-freedom active vibration control algorithm has been developed to enable a compensation of external, periodic forces. Thus, the dynamic compliance of the guide is reduced almost to zero in the steady-state case. The applicability and effectiveness of the algorithm is demonstrated in practical milling tests.

key words: machine tools, linear guides, active vibration control

1 Einleitung

Seit Magnetlager und Magnetbahnen den Forschungslabors entwachsen sind und den Sprung in die Serienreife geschafft haben, ist viel Literatur zu diesem Themenbereich erschienen. Insbesondere ist bereits viel über die diversen Vor- und Nachteile geschrieben worden, was an dieser Stelle nicht noch einmal wiederholt werden soll.

Eine Studie der aktuellen Literatur und Tagungsbände zum Themenbereich magnetischer Lagerungen (z. B. [ALLA98, SCHWOO, OKADO2]) zeigt, dass sich die heutige Forschung auf die Erschließung neuer, extremer Einsatzfälle wie beispielsweise den Turbinenbau und die Medizintechnik konzentriert. Insbesondere magnetgelagerte Blutpumpen zur Herzunterstützung stellen einen Bereich dar, in dem der nach wie vor deutlich höhere finanzielle Aufwand von Magnetlagern gegenüber einfachen Wälzlagern durch die Vorteile wettgemacht wird. Die jüngsten Entwicklungen im Bereich der Regelung behandeln maßgeblich den teil- bis vollautomatischen Entwurf von Reglern höherer Ordnung, mit welchen über den Einsatzbereich des heute immer noch als Standard geltenden PID-Reglers hinaus auch elastische Strukturen in der Regelung berücksichtigt werden können.

Die eigentliche Grundlagenforschung hingegen kann als abgeschlossen betrachtet werden. Zahlreiche Hersteller liefern inzwischen Magnetlager „von der Stange“. Gleiches gilt für den Bereich der Magnetbahnen, wo parallel zur Entstehung dieser Arbeit die erste kommerzielle Strecke des TRANSRAPID 08 in Shanghai in Betrieb ging. Jedoch zeigt die Literatur auch, dass der Bereich magnetischer Führungssysteme, insbesondere im Hinblick auf den Werkzeugmaschinenbau, bisher von der Forschung eher stiefmütterlich behandelt wurde. Zwar beschäftigen sich eine Reihe von Forschungsprojekten mit magnetgeführten Fördersystemen, jedoch sind diese eher mit den Magnetbahnen verwandt und nicht für den Werkzeugmaschinenbau geeignet.

Die Idee, Magnetführungen im Werkzeugmaschinenbau einzusetzen, geht auf POPP [POPP78, POPP89] zurück und führte auf Initiative von TÖNSHOFF zur Einrichtung der fachübergreifenden DFG-Forschergruppe *Struktur und Steuerung schneller Maschinen* an der Universität Hannover [TÖNS98, TÖNS03]. Ziel der Forschergruppe war es, durch die ganzheitliche Betrachtung einer Werkzeugmaschine eine neue Größenordnung der Bearbeitungsgeschwindigkeit und -genauigkeit zu definieren. In vier Teilprojekten an drei Instituten der Fachbereiche Maschinenbau und Elektrotechnik wurden wesentliche Teilbereiche von Werkzeugmaschinen optimiert. Am Institut für Fertigungstechnik und Werkzeugmaschinen (IFW) erfolgte eine Untersuchung der *Maschinenstruktur* und der *Vorschubantriebe*, am Institut für Mechanik (IfM) der *aktiven Führungen* und am Institut für Regelungstechnik (IRT) der *Echtzeit-Hard- und Software* für die Steue-

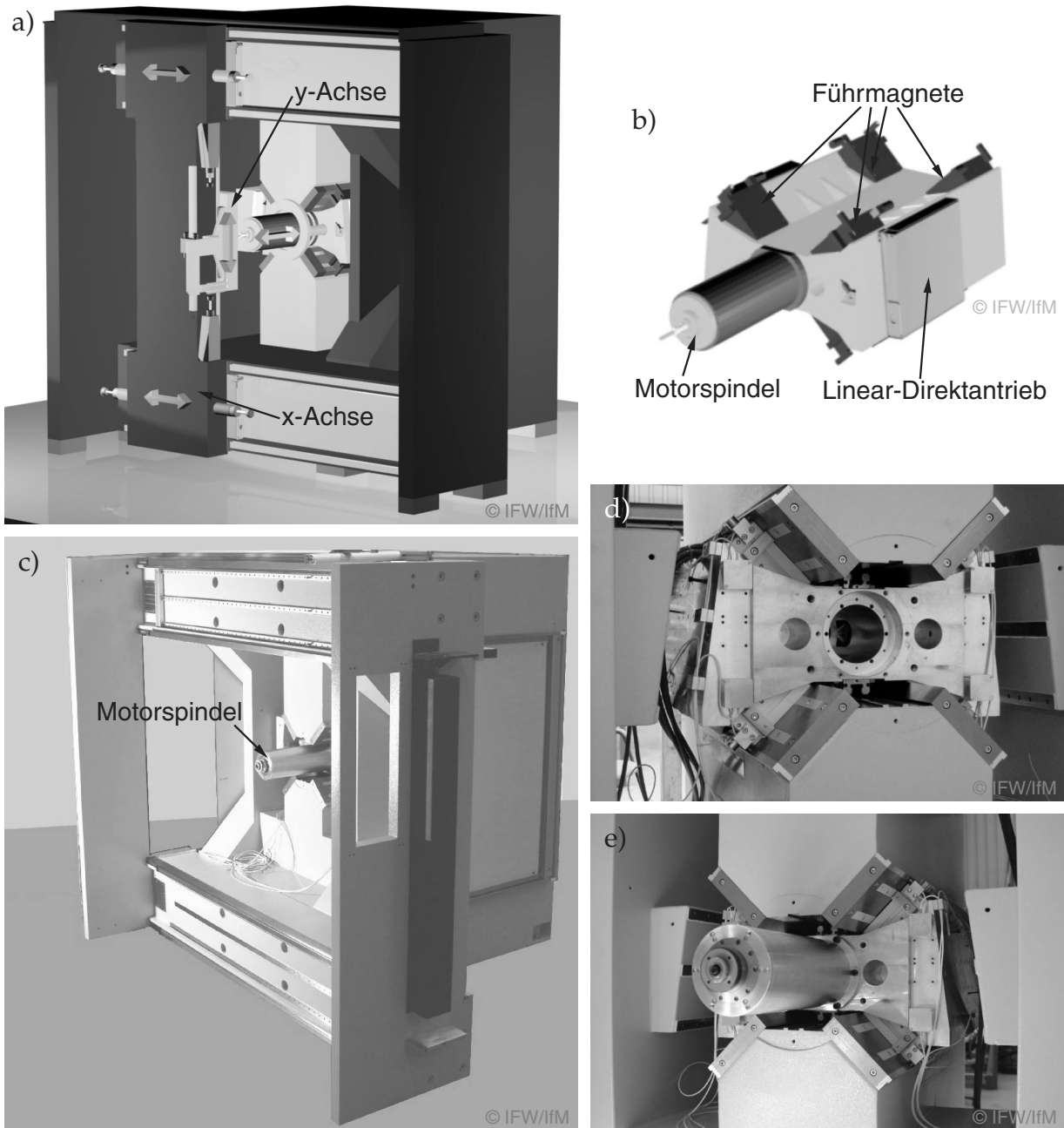


Bild 1.1: Ansichten der SCHNELLEN MASCHINE: a) CAD-Modell der gesamten Maschine; b) CAD-Modell der z-Achse; c) Ansicht der Maschine während des Aufbaus; d), e) Ansicht der z-Achse vor und nach der Montage der Motorspindel

rung und Regelung von Maschinenkomponenten. Aus den im Rahmen der Forschergruppe durchgeführten Untersuchungen ging bereits eine Reihe von Arbeiten hervor ([TIES97, BRAH98, LAPP02, WOLTO2]). Unter Federführung des IFW kumulierten die Aktivitäten der Forschergruppe in der Entwicklung und dem Aufbau einer neuartigen Werkzeugmaschine, der SCHNELLEN MASCHINE (vgl. Bild 1.1, 1.2), welche erstmalig eine magnetisch geführte und damit vollständig berührungsfrei bewegte z-Achse als integralen Bestandteil umfasst. Das Entwicklungsziel der Maschine lag in der Erzielung einer

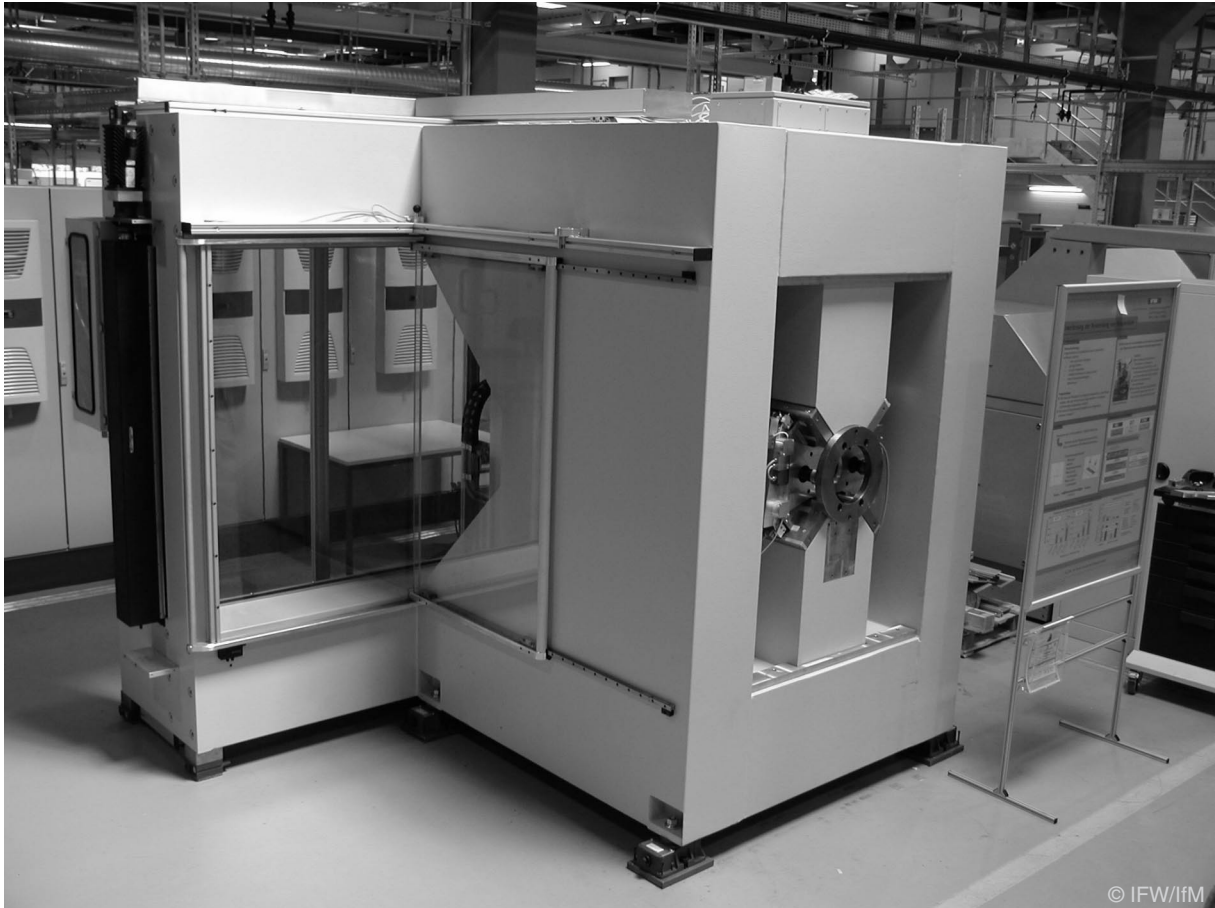


Bild 1.2: Die SCHNELLE MASCHINE an ihrem Standort im Produktionstechnischen Zentrum Hannover (PZH)

Achsbeschleunigung von 5 g in allen Achsen [DENK03, DENK04b]. Die vorliegende Arbeit dokumentiert die Entwicklung dieser Magnetführung von den Vorarbeiten über die Auslegung, den Aufbau und die Regelung bis hin zu Ergebnissen bezüglich der erzielbaren Steifigkeit.

1.1 Begriffsbildung

Während das *Magnetlager* und die *Magnet(schwebe)bahn* in ihrer Begrifflichkeit bereits seit langem eingeführt sind, ist dies bei berührungslosen Linearführungen bisher nicht der Fall. In den wenigen Veröffentlichungen zu diesem Themenkomplex trifft man im deutschen Sprachraum vor allem die Bezeichnung *Linear-Magnetführung* [TIES97] an, aber auch andere Begriffe wie z. B. *Linear-Magnetlager* werden gelegentlich verwendet. Um hier für die Zukunft eine verbindliche Sprachregelung zu schaffen, soll mit dieser Arbeit der alleinige Begriff der *Magnetführung* geprägt werden. Da eine *Führung* im allgemeinen maschinenbaulichen Sprachgebrauch bereits eine Vorrichtung darstellt, welche lineare Bewegungen unterstützt, ist der Zusatz *linear* redundant, kann jedoch zur

expliziten Verdeutlichung hinzugefügt werden. *Lager* hingegen sind üblicherweise Bauelemente zur Unterstützung rotatorischer Bewegungen. Von *Linearlagern* zu sprechen ist dementsprechend nicht korrekt. Mit dem einfachen Begriff der *Magnetführung* hingegen hat man einen adäquaten Terminus zum Magnetlager und zur Magnetbahn. Durch die erweiterte Bezeichnung als *aktive Magnetführung* wird die aktive Regelung mit den daraus folgenden einstellbaren Eigenschaften der Führung explizit hervorgehoben, ähnlich wie dies bei Magnetlagern häufig anzutreffen ist.

In der englischsprachigen Literatur ist eine einheitliche Nomenklatur ebenfalls noch nicht existent. Neben der Bezeichnung *linear magnetic bearing* findet sich vor allem das Schlagwort *MAGLEV* (von *magnetically levitated*), jedoch ist dieser Begriff eigentlich durch die Magnetbahn vorbesetzt, bei welcher das Schweben und weniger die Seitenführung im Vordergrund steht. Für das Funktionsprinzip des magnetischen Schwebens allgemein ist auch der Begriff *magnetic suspension* gebräuchlich. Da jedoch die funktionelle Nähe von Magnetführungen eher im Bereich der Magnetlager liegt und diese inzwischen als *active magnetic bearing* (AMB) etabliert sind, bietet sich für Magnetführungen der Begriff *active magnetic guide* (AMG) unmittelbar an.

1.2 Inhalt und Aufbau der Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist es, alle für den Aufbau von Magnetführungen relevanten Teilaspekte und -komponenten zu beleuchten und die erzielbaren Eigenschaften von Magnetführungen für den Einsatz unter industriellen Randbedingungen zu ermitteln und zu optimieren. Neben der magnetgeführten z-Achse der SCHNELLEN MASCHINE dient hierzu eine am Institut für Mechanik entwickelte Prototyp-Führung im Labormaßstab als Plattform für die Untersuchungen.

Zunächst werden im nachfolgenden Kapitel 2 nach grundlegenden Betrachtungen zum magnetischen Schweben einige bekannte Systeme von Magnetführungen mit ihren jeweiligen Bauformen angesprochen, die den Stand der Technik ausmachen. Der Blick geht dabei auch über den Werkzeugmaschinenbau hinaus, um einen Transfer der Technologie in andere Bereiche anzuregen. Die Vor- und Nachteile der verschiedenen Bauformen werden gegeneinander abgewogen und führen zu den beiden realisierten Magnetführungen. Bei der Auswahl der Struktur für die z-Achse der SCHNELLEN MASCHINE wird insbesondere die Integration der Antriebe berücksichtigt.

Aufbauend auf den untersuchten Konzepten geht Kapitel 3 auf die physikalischen Grundlagen und die daraus folgenden Komponenten einer Magnetführung ein, wobei deren Auslegung und ihr industrie- und seriennaher Aufbau im Mittelpunkt steht. Die entwickelte Hard- und Software geht folglich über das Laborstadium hinaus und kann eine solide Basis für eine spätere industrielle Anwendung darstellen. Eine meßtechnische Analyse der Leistungsdaten von Sensorik und Aktorik rundet die Betrachtungen ab.

Die Modellierung und Regelung einer Magnetführung wird in Kapitel 4 behandelt. Vor allem in diesem Punkt besteht ein großer Unterschied zwischen Magnetlagern und Magnetführungen. Magnetlager werden üblicherweise mit dezentralen Reglern aufgebaut, da die Systemmatrix einer in Magnetlagern gelagerten Rotorwelle Diagonalform hat und diesen Regelansatz nahelegt. Für Magnetführungen – insbesondere solche, deren Massenparameter aufgrund der Möglichkeit einer äußeren Beladung variabel sind – ist hingegen eine zentrale Mehrgrößenregelung unerlässlich, deren Reglerparameter optimiert und u. U. durch entsprechende Identifikationsalgorithmen auch noch im Betrieb adaptiert werden müssen.

Das Nachgiebigkeitsverhalten von Magnetführungen unterscheidet sich grundlegend von demjenigen konventioneller Wälzführungen. Der daraus resultierende Unterschied für den praktischen Einsatz wird in Kapitel 5 zunächst theoretisch untersucht und nachfolgend durch Messungen an realen Wälz- und Magnetführungen untermauert. Weiterhin werden an dieser Stelle exemplarische Messungen gezeigt, welche das Verhalten einer Magnetführung im realen Fräsprozess dokumentieren.

Abschließend präsentiert Kapitel 6 einen Ansatz zur weiteren Reduktion der geringen dynamischen Nachgiebigkeit einer Magnetführung. Hierzu wurde ein neuartiges Verfahren der aktiven Schwingungsdämpfung entwickelt, welches für fünf Freiheitsgrade eine Kompensation von externen, periodischen Störkräften unbekannter Frequenz ermöglicht. Dieses Verfahren wurde ebenfalls im realen Fräsprozess untersucht und stellte dabei seine Leistungsfähigkeit unter Beweis.

1.3 Möglichkeiten und Grenzen für Magnetführungen

Selbstredend stellen Magnetführungen wie auch Magnetlager und Magnetbahnen einen nicht unerheblichen Aufwand und Kostenfaktor dar. Dies wurde nicht zuletzt anhand der langwierigen politischen Diskussionen über die Magnetbahntrasse Hamburg-Berlin deutlich, welche letztlich an der fehlenden Risikobereitschaft der deutschen Industrie gescheitert ist. Erst über das chinesische Projekt des TRANSRAPID 08 in Shanghai scheint diese richtungsweisende und umweltentlastende Technik den Weg in das deutsche Transportwesen zu finden.

Der erhöhte Aufwand für magnetische Schwebesysteme – in welcher Form auch immer – folgt aus der Tatsache, dass diese als typische mechatronische Systeme den Einsatz von Sensorik, Aktorik, Leistungselektronik und Regelungstechnik erforderlich machen. Insbesondere hohe Anforderungen an die Genauigkeit und Dynamik benötigen hochpräzise Sensoren und leistungsfähige Prozessrechnersysteme.

In vielen Bereichen des Maschinenbaus sind Gleit-, Kugel-, Rollen-, Luft- und Hydroführungen eingeführt und bewährt. Dort, wo diese Systeme zuverlässig ihren Dienst verrichten, wird eine Magnetführung kein konkurrenzfähiger Ersatz sein. Für extreme

Anwendungsfälle jedoch, bei denen konventionelle Führungen aus diversen Gründen an ihre technischen Grenzen stoßen, können Magnetführungen einen Ausweg darstellen, um die Beschränkungen zu umgehen. Insbesondere Hochgeschwindigkeitsmaschinen stellen ein lohnenswertes Ziel für den Einsatz von Magnetführungen dar, da dort Wälzführungen aufgrund der hohen Verfahrgeschwindigkeiten und -beschleunigungen großem Verschleiß ausgesetzt sind. Weiterhin ist die Dämpfung in den Führungen prinzipbedingt sehr gering, wodurch diese als mechanischer Flaschenhals der Leistungsfähigkeit der gesamten Maschine technologische Grenzen setzen.

Ein weiterer großer Bereich, in welchem Magnetführungen ein umfassendes Marktpotenzial besitzen, ist der Einsatz in rauen Umgebungen. Einige mögliche Anwendungsfälle seien hier genannt:

- Maschinen für abrasive Werkstoffe, z. B. durch Staubentwicklung bei Holzbearbeitungsmaschinen,
- Maschinen mit abrasiven Werkzeugmaterialien, z. B. Abrieb von diamantbesetzten Werkzeugen,
- Reinstraumanwendungen, z. B. in der Halbleiterindustrie,
- Vakuumanwendungen.

In diesen Bereichen ist die Verwendung von konventionellen Führungen mit großen Kompromissen verbunden. Meist stellt die erforderliche Schmierung der üblicherweise verwendeten Wälzführungen ein Problem dar, da entweder – wie in den erstgenannten Anwendungsfällen – die Schmierstoffe durch staubförmige Ablagerungen von Werkstück oder Werkzeug verunreinigt werden und dann stark abrasiv auf die Führung wirken, oder – wie in den letztgenannten Fällen – eine Schmierung prinzipiell nicht möglich ist, da austretender Schmierstoff die Umgebung verunreinigt bzw. dieser vollständig verdampfen würde. Im Hinblick auf die Lebensdauerkosten solcher Maschinen stellen Magnetführungen trotz des erhöhten Aufwands somit eine ernstzunehmende Alternative dar.

2 Bauformen von Magnetführungen

Wie bereits in der Einleitung angesprochen, sind die meisten bisher realisierten Magnetführungen für Förderaufgaben entwickelt worden. Aufgrund des ähnlichen Anforderungsprofils sind diese eng mit den Magnetbahnen verwandt, unterscheiden sich jedoch von den Erfordernissen stark von Magnetführungen für den Werkzeugmaschinenbau. Nachfolgend wird zunächst ein Überblick über die verfügbaren Magnetschwebeprinzipien und die daraus resultierenden möglichen Bauformen für Magnetführungen gegeben.

Einer der wesentlichen Unterschiede des Funktionsprinzips einer Magnetführung im Vergleich zu einer konventionellen Wälzführung liegt in der umgekehrten Krafrichtung. Wie alle kontaktierenden Führungen nutzen Wälzführungen die *abstoßenden* Kräfte im mechanischen Kontakt zwischen Wälzkörper und Führungsbahn. Magnetführungen hingegen verwenden *anziehende* Magnetkräfte, so dass die Komponenten einer Wälzführung nicht einfach durch diejenigen einer Magnetführung ersetzt werden können, sondern ein vollständig neues Design der umgebenden Maschine erforderlich ist. Darauf aufbauend wird nachfolgend ein Konzept für die Anordnung der Führungsmagnete entwickelt, welches mit einer minimalen Anzahl aktiver Komponenten auskommt.

Das Kapitel schließt mit einer Betrachtung der Integration der Antriebe in eine Magnetführung. Anhand des Beispiels der entwickelten Maschine wird aufgezeigt, wie eine optimierte Anordnung der aktiven Komponenten aussehen kann, welche neben einer minimalen Magnetanzahl auch eine Kompensation der statischen Gewichtskraft des Führungsschlittens realisiert.

2.1 Funktionsprinzipien des magnetischen Schwebens

Prinzipiell sind die fünf nachfolgend beschriebenen Magnetschwebeprinzipien technisch nutzbar:

Permanentmagnetisches Schweben (PMS) basiert auf der Abstoßungskraft zweier gleichnamiger Magnetpole und stellt prinzipiell die einfachste Methode dar, ein magnetisches Schweben zu verwirklichen. Es ist ungerichtet in einer Koordinate stabil und benötigt keinerlei aktive Elemente. Allerdings ist es nicht möglich, eine Magnetführung auf diesem Prinzip zu realisieren, da dieses der Potentialtheorie des Magnetfeldes widerspricht. EARNSHAW hat diese Eigenschaft einer passiven magnetischen Lagerung bereits 1842 nachgewiesen [EARN42]. Allerdings ist es durch Hinzunahme mindestens eines einzelnen aktiv geregelten Freiheitsgrads bzw. durch gyroskopische Stabilisierung wie

beim LEVITRON (Bild 2.1a) möglich, eine teilweise passive Stabilisierung zu realisieren [BERR99]. Diese ist dann jedoch in den unregulierten Freiheitsgraden nur sehr schwach gedämpft. Weiterhin ist die Stabilität des LEVITRONS auf einen engen Bereich der Rotationsgeschwindigkeit des schwebenden Kreisels begrenzt.

Supraleitendes Schweben (SLS) nutzt die besonderen physikalischen Eigenschaften supraleitender Materialien aus. Insbesondere MOON hat sich diesem Thema intensiv gewidmet [MOON94]. Hierbei werden magnetische Flüsse von starken Permanentmagneten in Supraleiter eingeprägt, so dass diese gegenüber dem Magneten sowohl in anziehender, als auch in abstoßender und lateraler Richtung stabil schweben. Es handelt sich um ein vielversprechendes System beispielsweise für Reinraum-Förderanlagen in der Halbleiterproduktion, da eine stabil schwebende Führung sehr einfach ohne aktive Elemente aufgebaut werden kann. Allerdings zeigt sich auch hier ein eklatantes Steifigkeits- und Dämpfungsproblem, welches die technische Verwendung im Werkzeugmaschinenbereich stark einschränkt. Weiterhin ist eine kontinuierliche Versorgung mit flüssigem Stickstoff und die Bewältigung der hierbei auftretenden tiefen Temperaturen erforderlich. Bei Magnetlagern hat sich dieses Prinzip jedoch bereits bei großen Schwungrad-Energiespeichern bewährt [LEE01]. Dort spielen Steifigkeit und Dämpfung nur eine untergeordnete Rolle und der gegenüber aktiven Magnetlagern nochmals reduzierte Energieverlust aufgrund der entfallenden Rest-Wirbelstromverluste in der rotierenden Welle – welche sich auch bei sehr gut ausgelegten aktiven Magnetlagern nicht gänzlich vermeiden lassen – sich noch einmal positiv auswirkt.

Diamagnetisches Schweben (DMS) ist vom Funktionsprinzip mit dem supraleitenden Schweben verwandt und basiert darauf, dass einige Materialien (z. B. Wismuth, Grafit) auch bei Zimmertemperatur eine negative magnetische Suszeptibilität besitzen. Der Effekt ist jedoch um Größenordnungen kleiner als bei Supramagneten. In jüngerer Zeit wurden einige Untersuchungen zur Umsetzbarkeit einer solchen, rein passiven Lagerung durchgeführt [MOSE02], welche jedoch aufgrund der mit dem SLS gemeinsamen Eigenschaften ebenfalls in die Stoßrichtung von Schwungrad-Energiespeichern zielt.

Elektrodynamisches Schweben (EDS) ist mit dem PMS eng verwandt, tritt jedoch nur bei großen Relativgeschwindigkeiten zwischen Schlitten und Führungsbett auf. Hierbei werden auf einer Seite die Permanentmagnete durch Spulen ersetzt, in welchen durch Wirbelströme ein entsprechendes Gegenmagnetfeld induziert wird. Die japanische Magnetbahn MLX01 auf der Teststrecke in Yamanashi basiert auf diesem Prinzip. Allerdings gilt auch hier, dass nur eine geringe Steifigkeit und Dämpfung realisierbar und zusätzlich eine Rollenunterstützung bei Unterschreiten der Mindestgeschwindigkeit erforderlich ist. Bei Bahnanwendungen kann dies durch eine geeignete Sekundärfederung teilweise ausgeglichen werden. Für den industriellen Einsatz jedoch machen diese Nachteile den Einsatz des elektrodynamischen Schwebens unmöglich. In Deutschland wurde diese Technologie nach Tests am Erlanger Erprobungsträger verworfen.

Elektromagnetisches Schweben (EMS) ist aus gutem Grund das am weitesten verbreitetste Funktionsprinzip für magnetische Schwebesysteme. Gravierender Nachteil aber gleichzeitig auch entscheidender Vorteil gegenüber den anderen drei Prinzipien ist die Notwendigkeit aber auch Möglichkeit einer aktiven Regelung. Das EMS basiert auf der von Natur aus instabilen, anziehenden Kraft von Elektromagneten. Zur Stabilisierung ist ein Regelkreis aus Positionssensorik, Regelalgorithmus und Leistungssteller erforderlich, welcher die Magnetkraft derart einstellt, dass ein stabiler Schwebezustand erreicht wird.

Bereits 1934 hat KEMPER auf dieses Funktionsprinzip ein Patent angemeldet, welches ihm 1937 zugesprochen wurde [KEMP37]. Der Vorteil des elektromagnetischen Schwebens liegt in der direkten Beeinflussbarkeit der Regelungsparameter und damit der mechanischen Eigenschaften der Lagerung bzw. Führung. Insbesondere lassen sich für rein mechanische Systeme nicht erreichbare Dämpfungswerte realisieren, wodurch Magnetlager und Magnetführungen für gewisse Einsatzfelder konkurrenzarm werden. Kontaktierende Lager und Führungen weisen zwar recht hohe Steifigkeiten auf (vgl. Abschnitt 5.2), die mit ihnen üblicherweise erreichbaren Dämpfungen liegen jedoch ein bis zwei Größenordnungen unterhalb denen von aktiv geregelten Magnetlagern und Magnetführungen. Aufgrund der überragenden Vorteile des elektromagnetischen Schwebens gegenüber den anderen Magnetschwebeprozessen beschränken sich die weiteren Betrachtungen in dieser Arbeit ausschließlich auf dieses Funktionsprinzip. Die Bezeichnung *aktive Magnetführung* verweist dabei explizit auf die aktive Regelung.

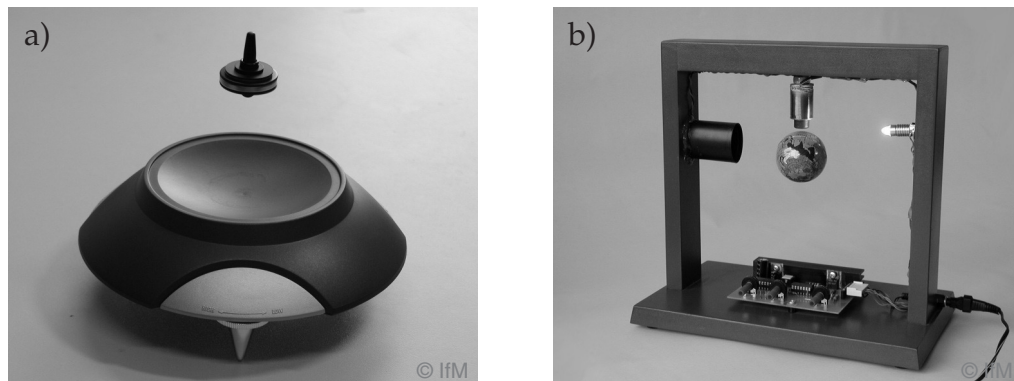


Bild 2.1: Beispiele für einfache, unterbestimmte Magnetlagerungen: a) LEVITRON mit passiver, gyroskopischer Stabilisierung; b) Schwebende Kugel mit nur einem aktiv geregelten Freiheitsgrad

Wie bereits angesprochen ist es je nach Anwendungsfall nicht immer erforderlich, alle sechs mechanischen Freiheitsgrade aktiv zu stabilisieren. Vielmehr ist es bei geschickter Auslegung und entsprechendem Anforderungsprofil möglich, einzelne Koordinatenrichtungen passiv zu stabilisieren. Zur Überwindung von EARNSHAW'S Theorem der Instabilität des rein passiven magnetischen Schwebens [EARN42] ist prinzipiell ein einziger aktiv geregelter Freiheitsgrad ausreichend; die weitere Stabilisierung ergibt sich aus der Selbstzentrierung eines Magneten gegenüber seinem Anker. Ein Beispiel für ein

solches System stellt die *Schwebende Kugel* (Bild 2.1b, [RUSK99a]) dar, bei der lediglich ein Freiheitsgrad aktiv geregelt wird, aber dennoch alle drei translatorischen Freiheitsgrade stabil sind. Die rotatorischen Richtungen sind hingegen nur grenzstabil. Eine modifizierte Anordnung mit drei Aktoren und nicht kugeligem Schwebekörper könnte darüber hinaus eine Stabilisierung in allen sechs Freiheitsgraden ermöglichen.

2.2 Aufbau von Magnetführungen

Die maschinenbauliche Funktion einer Führung besteht darin, einem linear bewegten Körper kinematische Zwangsbedingungen vorzugeben und ihm so mechanische Freiheitsgrade zu entziehen. Eine vollständige Führung beschränkt die Bewegung in fünf Freiheitsgraden (zwei translatorische und drei rotatorische) und lässt lediglich eine einzige translatorische Bewegung zu.

Elektromagnete, wie sie in einer EMS-Magnetführung zu Einsatz kommen, besitzen als primäre Kraftwirkung die anziehende Magnetkraft (vgl. Abschnitt 3.1). Diese wirkt zunächst als mechanische Normalspannung in der Polfläche und bewirkt die anziehende Kraft. Bei lateraler Auslenkung des Magneten kommt durch die Randbereiche der Schienen und Magnete eine Schubspannung und demzufolge eine Lateralkraft als sekundäre Kraftkomponente hinzu (vgl. Bild 2.2), welche der Auslenkung entgegen wirkt. Die Kraft in lateraler Richtung ist jedoch um ca. eine Größenordnung kleiner als die Normalkraft und nicht unabhängig von dieser regelbar. Prinzipiell besitzt ein Magnet in beiden Lateralrichtungen diese Eigenschaft; für eine Magnetführung ist es jedoch erforderlich, dass der Magnet in einer Koordinatenrichtung frei verschieblich bleibt. Somit kann ein Magnet jeweils eine aktive und eine passive translatorische Kraftkomponente beitragen. Weitere stabile, instabile oder auch indifferente Kraftkomponenten existieren – je nach konstruktiver Ausführung von Magnet und Anker – für die rotatorischen Freiheitsgrade.

Zur Gewährleistung der Steuerbarkeit sind für die Stabilisierung von $f \leq 5$ Freiheitsgraden einer Magnetführung insgesamt $n \geq f$ linear unabhängige Kraftwirkungen erforderlich. Nach EARNSHAW'S Theorem [EARN42] und obiger Feststellung sind davon für eine Magnetführung mindestens $f/2$ aktive Kraftwirkungen bereitzustellen. Die lineare

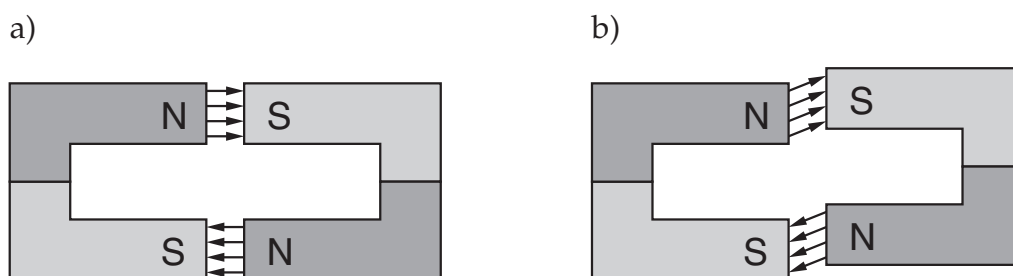


Bild 2.2: Kraftwirkungsrichtungen zwischen Magneten: a) ohne; b) mit seitlicher Verschiebung

Unabhängigkeit der aktiven und passiven Krafrichtungen folgt dabei aus dem Abstand der Schnittpunkte der einzelnen Kraftwirkungslinien. Fallen die Schnittpunkte zusammen, so reduziert sich das System auf ein zentrales Kräftesystem und die Rollrichtung ist nicht steuerbar.

Verschiedene Anwendungsgebiete von Magnetführungen verlangen grundsätzlich verschiedene Bauformen. Zur Verdeutlichung der Möglichkeiten werden nachfolgend einige Strukturen vorgestellt und – sofern vorhanden – anhand praktischer Beispiele existierender Magnetbahnen und Magnetführungen die möglichen Einsatzfälle aufgezeigt. Unterscheiden lassen sich zunächst Anordnungen mit rein aktiver und mit teilweiser passiver Führung. Die rein aktiven Führungen teilen sich wiederum auf in orthogonale und symmetrische Anordnungen. Diese Anordnungen beziehen sich dabei auf die Schnittebene orthogonal zur Verfahrungsrichtung der Führung. Alle nachfolgenden Anordnungen sind zur Vervollständigung doppelt am vorderen und hinteren Ende des Führungsschlittens anzunehmen. Weiterhin werden ausschließlich Magnetführungen betrachtet, bei welchen die ortsfesten Führungsschienen rein passiv ausgeführt sind und die aktiven Teile sich auf den Schlitten der Führung konzentrieren. Prinzipiell ist auch die umgekehrte Anordnung denkbar.

2.2.1 Orthogonale Magnetanordnungen

Die am meisten verbreitete Bauform für Magnetbahnen und -führungen basiert auf einer orthogonalen Anordnung, wobei viele Unterformen vertreten sind. Der wesentliche Vorteil einer orthogonalen Anordnung besteht in der klaren Trennung der beiden Funktionen *Tragen* und *Führen*. Hierbei steht üblicherweise die Tragrichtung aufgrund der zu überwindenden Gravitation im Vordergrund.

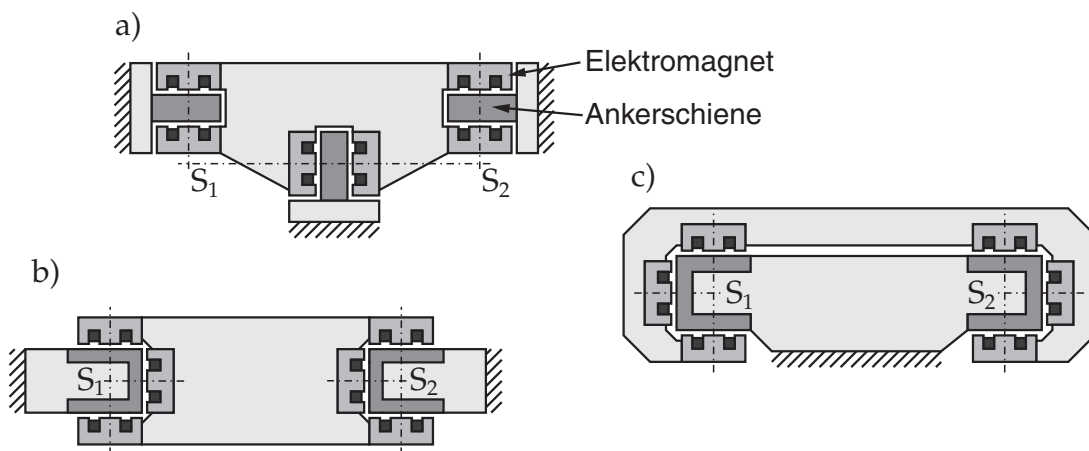


Bild 2.3: Bauformen von Magnetführungen mit orthogonaler Magnetanordnung:
a) T-Anordnung; b) H-Anordnung; c) C-Anordnung

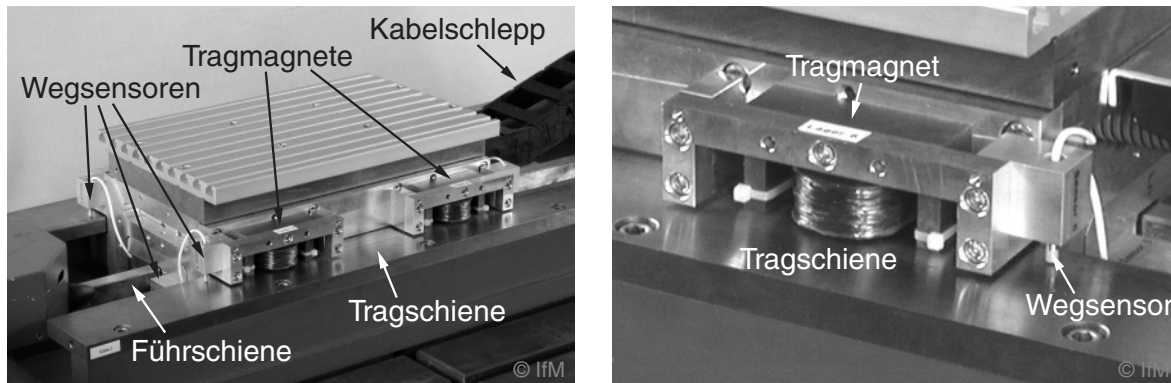


Bild 2.4: Prototyp-Magnetführung am Institut für Mechanik der Universität Hannover

Durch die einseitig wirkende Magnetkraft können die Magnete jeweils nur unidirektional Kräfte aufbringen. Für eine bidirektionale Kraftwirkung sind bei einer orthogonalen Magnetanordnung differenzielle Magnete beidseitig der Ankerschiene erforderlich, wodurch sich die Anzahl der Magnete verdoppelt (vgl. Bild 2.3). Viele praktische Magnetführungen – insbesondere Magnetbahnen und Fördersysteme – können aufgrund der geringeren Regeldynamik auf eine aktive Abwärtsrichtung verzichten und Magnete einsparen. Bei hochbelasteten Magnetführungen – vor allem im Werkzeugmaschinenbereich – ist dieses nicht möglich, weil Beschleunigungen oberhalb von 1 g erforderlich sind. Da sich diese Arbeit auf Magnetführungen für Werkzeugmaschinen konzentriert, wird in den nachfolgenden Skizzen jeweils von einer vollständigen Magnetanordnung ausgegangen. Aus Symmetriegründen kommen statt der minimal erforderlichen fünf Magnetaktoren deren sechs zur Anwendung. Vier Aktoren realisieren das Tragen und zwei das Führen. Bei Verwendung von Differenzmagneten für eine vollständige Führung sind somit insgesamt zwölf Magnete erforderlich.

Eine weitere Unterteilung der orthogonalen Anordnungen ergibt sich aus der Position der lateralen Magnete. Wird für die Lateralführung eine eigene Führungsschiene vorgesehen, so ergibt sich eine T-förmige Struktur (Bild 2.3a). Alternativ lassen sich die Führungsmagnete auch in die Nähe der Tragmagnete anbringen, woraus eine H-förmige Magnetanordnung mit zwei Führungsschienen resultiert (Bild 2.3b). Bei der C-förmigen Anordnung hingegen umgreift der Führungsschlitten die Schiene nach dem Monorail-Prinzip (Bild 2.3c). Die ersten beiden Strukturen finden sich bisher bei Magnetführungen für den Werkzeugmaschinenbereich.

Ein Beispiel für eine T-förmige Magnetführung ist die auch in dieser Arbeit Verwendung findende Prototyp-Führung am Institut für Mechanik der Universität Hannover (UH) (Bild 2.4). Diese stellt eine antriebslose Führung dar und diente u. a. als Versuchsträger für die in dieser Arbeit entwickelten Regelkonzepte. Die Untersuchungen zur Steifigkeit wurden maßgeblich an dieser Führung durchgeführt.

Eine H-förmige Magnetführung (Bild 2.5) entstand an der RWTH Aachen [YAHIOO, WAHN02]. Diese ist zeitlich als Nachbau bzw. Weiterentwicklung obiger Führung zu

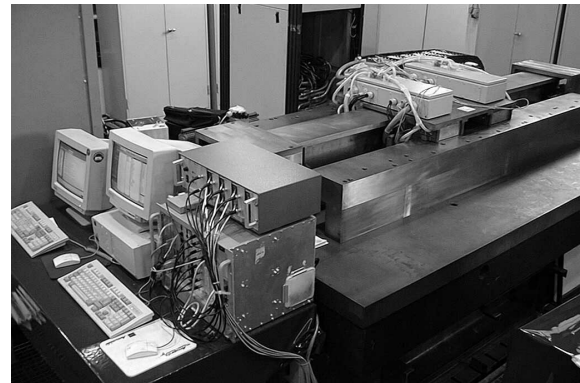
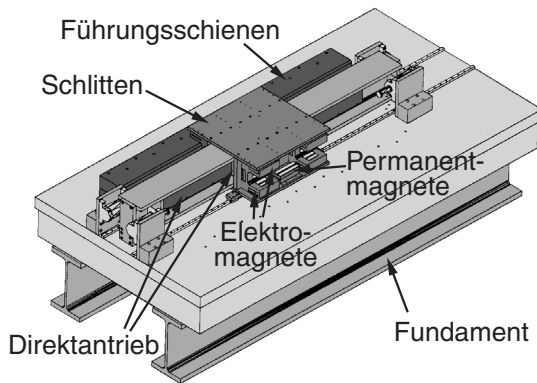


Bild 2.5: Magnetgeführte Vorschubachse am WZL der RWTH Aachen [WAHN02]

betrachten und stellt erstmals eine Kombination einer aktiven Magnetführung mit einem hochdynamischen Vorschubantrieb dar. Insbesondere die Anordnung des Antriebs in einer Durchführung des Achsschlittens wurde interessant gelöst, stellt jedoch u.U. ein Problem bei längeren Verfahrwegen dar, wo der Sekundärteilträger eine mechanische Schwachstelle darstellen kann. Größtes Manko dieser Magnetführung sind jedoch die massiven Ankerschienen, welche die Dynamik der Lageregelung extrem beeinflussen und die erzielte Steifigkeit begrenzen (vgl. Abschnitt 3.1.3). Weiterhin wurden zur Kompensation der statischen Last Permanentmagnete angebracht, welche bei der Vorschubbewegung unnötige Wirbelstromverluste induzieren.

Eine weitere Führung wurde an der Universität Seoul in Kooperation mit SAMSUNG für die Anwendung in der Halbleiterindustrie mit dem dort gültigen Anforderungsspektrum entwickelt [LEE02a]. Es handelt sich hierbei um zwei identische, kreuzweise angeordnete Achsen mit jeweils 150 mm Verfahrweg. Die Führung verwendet kapazitive Sensoren und Hybridmagnete, bei denen der statische und der dynamische magnetische Fluss über getrennte Pfade geführt wird (Bild 2.6). Auf diese Weise wird der üblicherweise bei Hybridmagneten gegebene Nachteil des als zusätzlicher Luftspalt wirkenden Permanentmagneten vermieden, wodurch eine höhere Kraftdynamik erzielbar ist [OBER02]. Sensoren und Magnete sind zu vier identischen Lagermodulen zusammen-

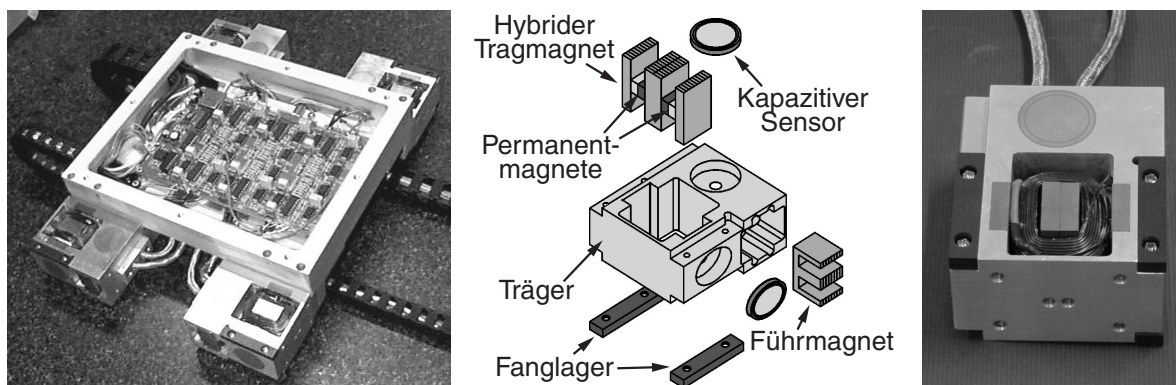


Bild 2.6: Präzisions-Magnetführung mit Hybridmagneten [LEE02a]



Bild 2.7: Frontansicht des TRANSRAPID 08, rechts eine Schnittdarstellung der Trag-, Führ- und Antriebssysteme

gefasst, welche jeweils einen Hybridmagneten für die Vertikalrichtung und einen reinen Elektromagneten für die Horizontalrichtung zusammen mit drei Sensoren integrieren (Bild 2.6, rechts). Entsprechend dem geplanten Einsatzgebiet lag das Designziel dieser Führung weniger im Erreichen einer hohen Steifigkeit sondern vor allem in der Präzision der Regelung. So ist z. B. der Lageregler ohne Integralanteil aufgebaut, wodurch die Führung eine endliche statische Steifigkeit aufweist.

Ein Beispiel für eine C-Anordnung und gleichzeitig die bekannteste Anwendung bei linearen, magnetgeführten Systemen stellt der TRANSRAPID 08 dar, das Ergebnis einer über 30-jährigen Entwicklungsarbeit deutscher Universitäten und Unternehmen (Bild 2.7). Er verwendet an Feder-/Dämpferelementen aufgehängte, einzeln geregelte „Magnetische Räder“ [GOTT83], welche lediglich anziehende Kräfte entgegen der Gravitation hervorbringen können. Als Magnetbahn kann auf eine aktive Abwärtsrichtung verzichtet werden. Die aktive Seitenführung erfolgt durch seitlich an der Bahn montierte, ebenfalls über Feder-/Dämpferelemente abgestützte Führungsmagnete in Differenzanordnung. Als Antrieb kommt ein Langstator-Synchron-Linearmotor zum Einsatz, welcher in Funktionsteilung die Tragemagnete als Sekundärteil ausnutzt. Dadurch ergibt sich eine deutliche Reduzierung des Aufwands. Der TRANSRAPID 08 stellt ein ausgereiftes System dar, welches in einem langjährigen Praxistest auf der Transrapid Versuchsanlage im emsländischen Lathen (TVE) seine Alltagstauglichkeit nachgewiesen hat. Am 29.12.2003 ging zudem der Flughafenzubringer in Shanghai als weltweit erste öffentliche Magnetbahnstrecke in Betrieb. Damit stellt der TRANSRAPID 08 das erste kommerzielle Magnetbahnsystem dar, welches dieses Entwicklungsstadium erreicht hat.

2.2.2 Symmetrische Magnetanordnungen

Im Gegensatz zu orthogonalen Magnetanordnungen verzichten symmetrische Anordnungen auf die strikte Funktionstrennung von *Tragen* und *Führen*, sondern integrieren beide Funktionen durch eine entsprechende Orientierung der Magnete. Ein wesentli-

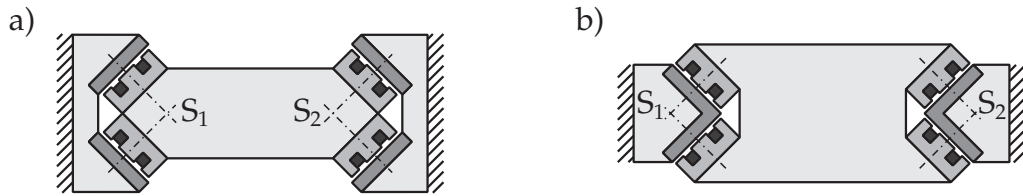


Bild 2.8: Bauformen von Magnetführungen mit symmetrischer Magnetanordnung:
a) X-Anordnung; b) O-Anordnung

cher Vorteil symmetrischer gegenüber orthogonalen Anordnungen liegt in der reduzierten Magnetanzahl bei gleichzeitigem Erhalt der vollständigen Steuerbarkeit. Bereits acht Magnete sind hierbei ausreichend, um fünf Freiheitsgrade vollständig aktiv steuern zu können.

Bild 2.8 zeigt einen Schnitt durch zwei mögliche Anordnungen, welche von Belang sind. Unterscheiden lassen sich die X-förmige Anordnung (Bild 2.8a) und die O-förmige Anordnung (Bild 2.8b). Die Bezeichnungen lehnen sich dabei an die Bauformen von Wälzumlaufrührungen an [ISPA97]. Die X-Anordnung besitzt eine geringere Stabilität in Rollrichtung, da der Abstand der Schnittpunkte $S_{1,2}$ der Magnetwirkungslinien deutlich kleiner ist als bei der O-Anordnung. Aus diesem Grund ist die X-Anordnung praktisch nicht sinnvoll. Die O-Anordnung hingegen wurde für die z-Achse der SCHNELLEN MASCHINE angewendet.

Entscheidend für die Regelbarkeit einer Magnetführung mit symmetrischer Anordnung ist hierbei, dass die Magnete immer im aktiven Arbeitsbereich betrieben werden müssen, um die Steuerbarkeit in den rotatorischen Freiheitsgraden zu gewährleisten. Damit besteht ein Unterschied zur orthogonalen Anordnung nach Bild 2.3, wo durch die Differenzanordnung jeweils ein Magnet seinen Arbeitsbereich verlassen darf. Durch die symmetrische Anordnung der Magnete ergibt sich eine gleichmäßige Verteilung der maximalen Kraft auf die Raumrichtungen lateral zur Vorschubrichtung. Bild 2.9 zeigt

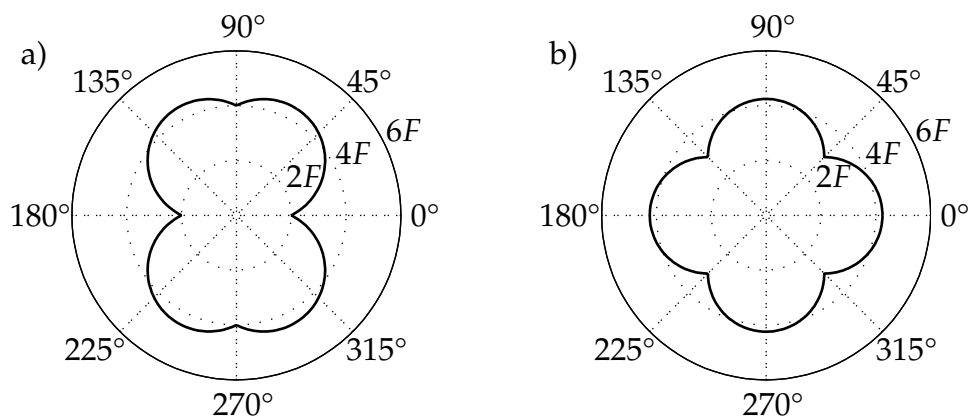


Bild 2.9: Polardiagramm für die maximale Kraft lateral zur Vorschubrichtung:
a) orthogonale Magnetanordnung; b) symmetrische Magnetanordnung

einen entsprechenden Vergleich, wobei die Kraft eines Magneten der orthogonalen Anordnung mit F angenommen wurde. Die Kraft eines Magneten in symmetrischer Anordnung wurde zu $1,5F$ gesetzt, um die von zwölf auf acht reduzierte Anzahl der Magnete auszugleichen. Insbesondere die Einschnürung in horizontaler Richtung ist bei der orthogonalen Anordnung auffällig und nachteilig in Anwendungen, bei denen eine gleichmäßige Belastung in allen Raumrichtungen auftritt.

2.2.3 Anordnungen mit passiver Seitenführung

Für viele Anwendungsfälle von Magnetführungen ist eine aktive Seitenführung nicht erforderlich und die passive Lateralstabilität der Magnete kann ausgenutzt werden. Dies trifft insbesondere auf Fördersysteme zu. Bild 2.10a zeigt eine mögliche Anordnung bei Verwendung von zwei getrennten Führungsschienen, Bild 2.10b eine eher für Magnetbahnen geeignete C-Anordnung. Ein wesentliches Kennzeichen von Magnetführungen mit passiver Seitenführung besteht in der erforderlichen Profilierung der Führungsschiene, die zur Entstehung der lateralen Kraft erforderlich ist (vgl. Bild 2.2). Allerdings ist die Steifigkeit in der lateralen Richtung aufgrund der fehlenden Regelung gering und dieser Freiheitsgrad nur sehr schwach gedämpft.

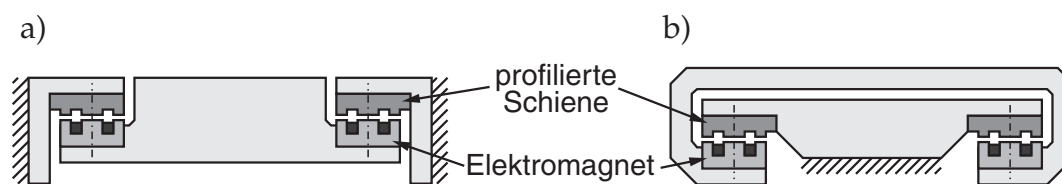


Bild 2.10: Bauformen von Magnetführungen mit passiver Seitenführung:
a) ebene Anordnung; b) C-Anordnung

Wiederum an der RWTH Aachen entstand eine Führung auf Basis einer ebenen Anordnung (Bild 2.11, [GRÖN00, BRAK03]). Entwicklungsziel war hierbei ein kostengünstiges Fördersystem für den Fabrikeinsatz. Die Führung befindet sich im Laborzustand, besitzt allerdings bereits einen recht einfach aufgebauten Antrieb in Form eines Homopolarmotors mit rein passivem Sekundärteil [EVER00]. Steifigkeitsbetrachtungen spielen bei dieser Führung nur eine sehr untergeordnete Rolle. Durch die Verwendung von Hybridmagneten und Adaption des Luftspaltes an die Traglast kann mit dieser Führung ein leistungsoptimiertes Schweben erzielt werden.

Ein Beispiel für eine C-förmige Magnetanordnung findet sich beispielsweise beim japanischen HSST-System (High Speed Suburban Transport, Bild 2.12). Dieses System wurde für den Nahverkehrsbereich entwickelt und verwendet einen Asynchronmotor für den Antrieb. Allerdings zeigt ein Asynchronmotor bei den in Magnetbahnen üblichen großen Luftspalten einen geringen Wirkungsgrad, welcher sich in einer geringen Maxi-

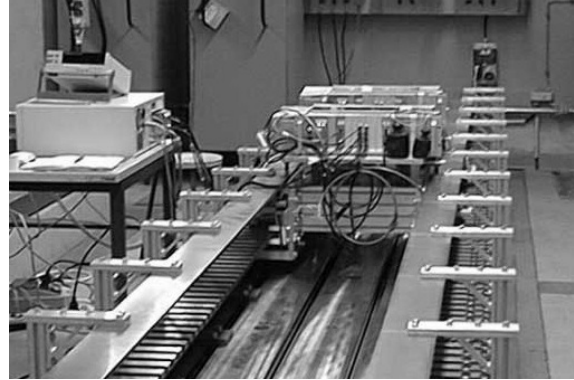
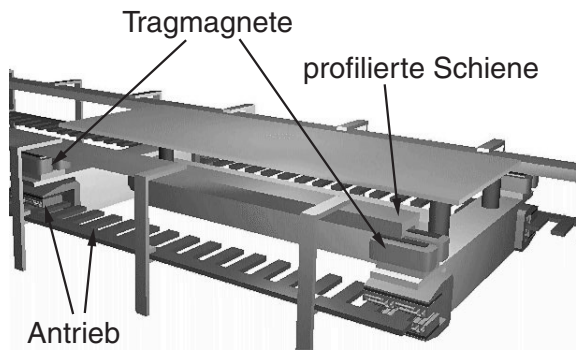


Bild 2.11: Transportführung an der RWTH Aachen [GRÖN00, BRAK03]

malbeschleunigung äußert. Der HSST war bereits 1998 nur eine Randerscheinung und strebt keiner kommerziellen Anwendung entgegen.

Eine Sonderstellung nimmt die in diesem Zusammenhang kurz zu erwähnende ehemalige Berliner M-Bahn ein, welche Permanentmagnete zum Schweben einsetzt und deren Instabilität durch zusätzliche Räder überwindet [AEG 87]. Es handelt sich hierbei also um keine Magnetschwebbahn im engeren Sinne. Auch dieses System erwies sich als politisch umstritten und letztlich unrentabel, weil die für 95 Mio. DM errichtete Versuchsstrecke nach nur 3-jährigem Probetrieb dem Wiederaufbau des Berliner U-Bahnnetzes nach der Wiedervereinigung zum Opfer fiel.

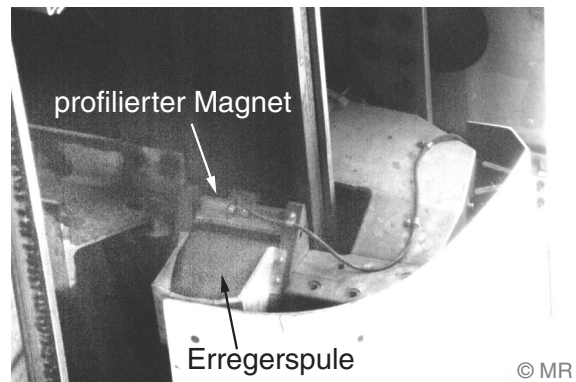
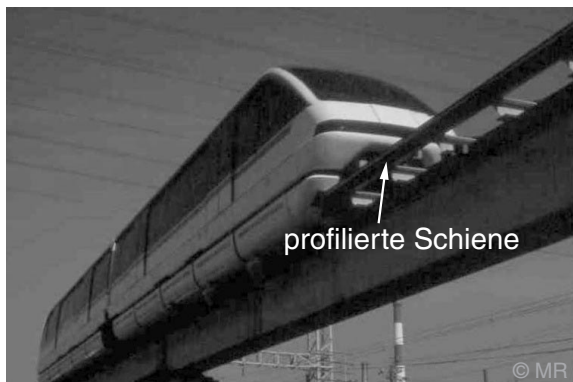


Bild 2.12: HSST-Magnetbahn in Nagoya (Japan), rechts eine Detailaufnahme eines Tragsmagneten mit profilierter Schiene

2.3 Integration der Antriebe

Ein wesentlicher Aspekt bei der Realisierung einer magnetgeführten Werkzeugmaschinenachse stellt die Integration der Antriebe dar. Aufgrund der erforderlichen Berührungslosigkeit kommen nur Lineardirektantriebe in Frage. Diese unterscheiden sich in Asynchron- und Synchronantriebe, wobei Linear-Asynchronmotoren einen erheblich

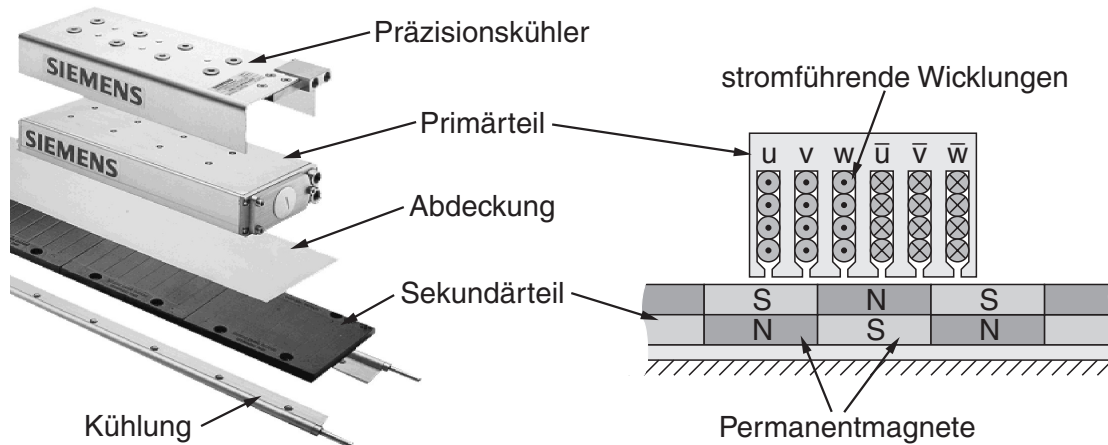


Bild 2.13: Aufbau eines eisenbehaffeten Synchron-Linearmotors (nach [SIEMO2b])

schlechteren Wirkungsgrad aufweisen und dementsprechend im Werkzeugmaschinenbau keine praktische Bedeutung haben. Die weiteren Betrachtungen beschränken sich deshalb auf Synchronmotoren.

Synchron-Linearmotoren bestehen aus zwei Komponenten, dem passiven, mit Permanentmagneten besetzten Sekundärteil, und dem aktiven, stromdurchfluteten Primärteil. Bild 2.13 zeigt den Aufbau eines kommerziellen Synchron-Linearmotors sowie eine prinzipielle Schnittdarstellung. Die Kraftwirkung in Vorschubrichtung resultiert aus der LORENTZkraft auf die bewegten Ladungen der Drehstromwicklung (u,v,w) im durch die Permanentmagnete des Sekundärteils bereitgestellten Magnetfeld.

Das kraftvermittelnde Magnetfeld bewirkt als parasitären Effekt eine hohe, flächige Anziehungskraft zwischen Primär- und Sekundärteil. In konventionellen, wälzgeführten Einsatzfällen muss diese Normalkraft durch die Wälzkörper aufgenommen werden. Sie bewirkt eine erhöhte Belastung der Führung sowie eine erhöhte Reibkraft. Häufig wer-

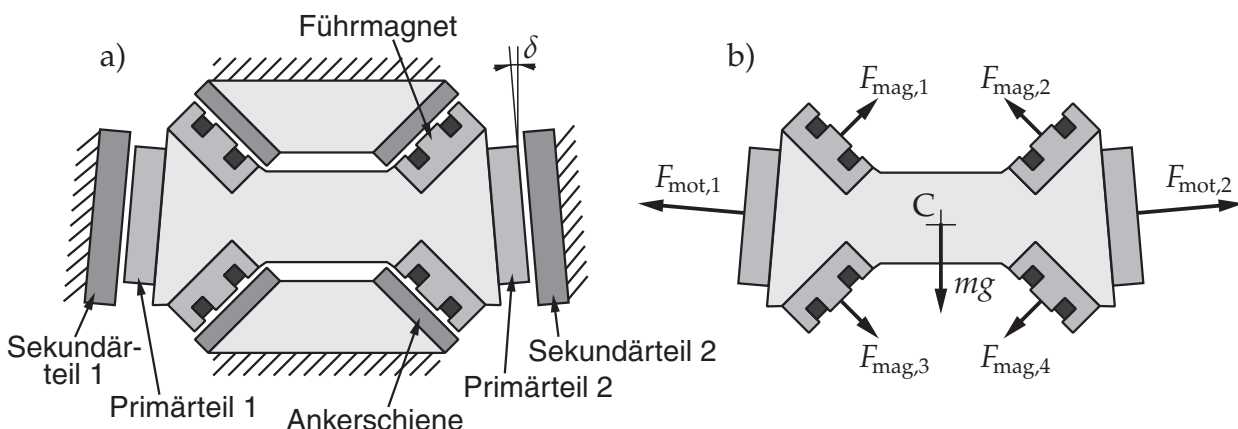


Bild 2.14: Kombination einer symmetrischen Magnetführung mit Linear-Synchronantrieben unter Kompensation der Gewichtskraft: a) Anordnung der Magnete und Motoren; b) ebenes Freikörperbild des Schlittens

den Linearmotoren deshalb als Doppelkamm-Anordnungen ausgeführt, wobei sich die Normalkomponenten zweier gegenüberliegender Motoren näherungsweise kompensieren. Da die statische Traglast von Magnetführungen physikalisch begrenzt ist, sind für diesen Einsatzfall ausschließlich Doppelkamm-Anordnungen sinnvoll. Durch eine geschickte Anordnung der Motoren kann dabei die parasitäre Normalkraft zusätzlich gewinnbringend genutzt werden.

Bei senkrechtem Einbau der Motoren und Neigung der Motorfläche gegenüber der Vertikalen um einen Winkel δ kompensiert die Normalkraft die statische Gewichtskraft des Achsslittens. Während die Wirkungslinien der Führungsmagnete möglichst große Hebelarme besitzen sollten, um große Stellmomente um die Mittelachsen zu ermöglichen, so sind für die Antriebe kleine Hebelarme erstrebenswert. Eine Verschiebung der Arbeitspunkte beider Antriebe durch eine Feinpositionierung der Magnetführung lateral zur Vorschubrichtung bewirkt so nur minimale Kippmomente, welche von der Magnetführung problemlos kompensiert werden können. Weiterhin erfordert die Gewichtskompensation, dass sich die Wirkungslinien der Normalkräfte möglichst genau im Schwerpunkt schneiden. Die Optimierung des Neigungswinkels anhand der gegebenen Normalkraft der Antriebe erlaubt eine nahezu ideale Gewichtskompensation. Dieses im Rahmen der Arbeiten der Forschergruppe *Struktur und Steuerung schneller Maschinen*

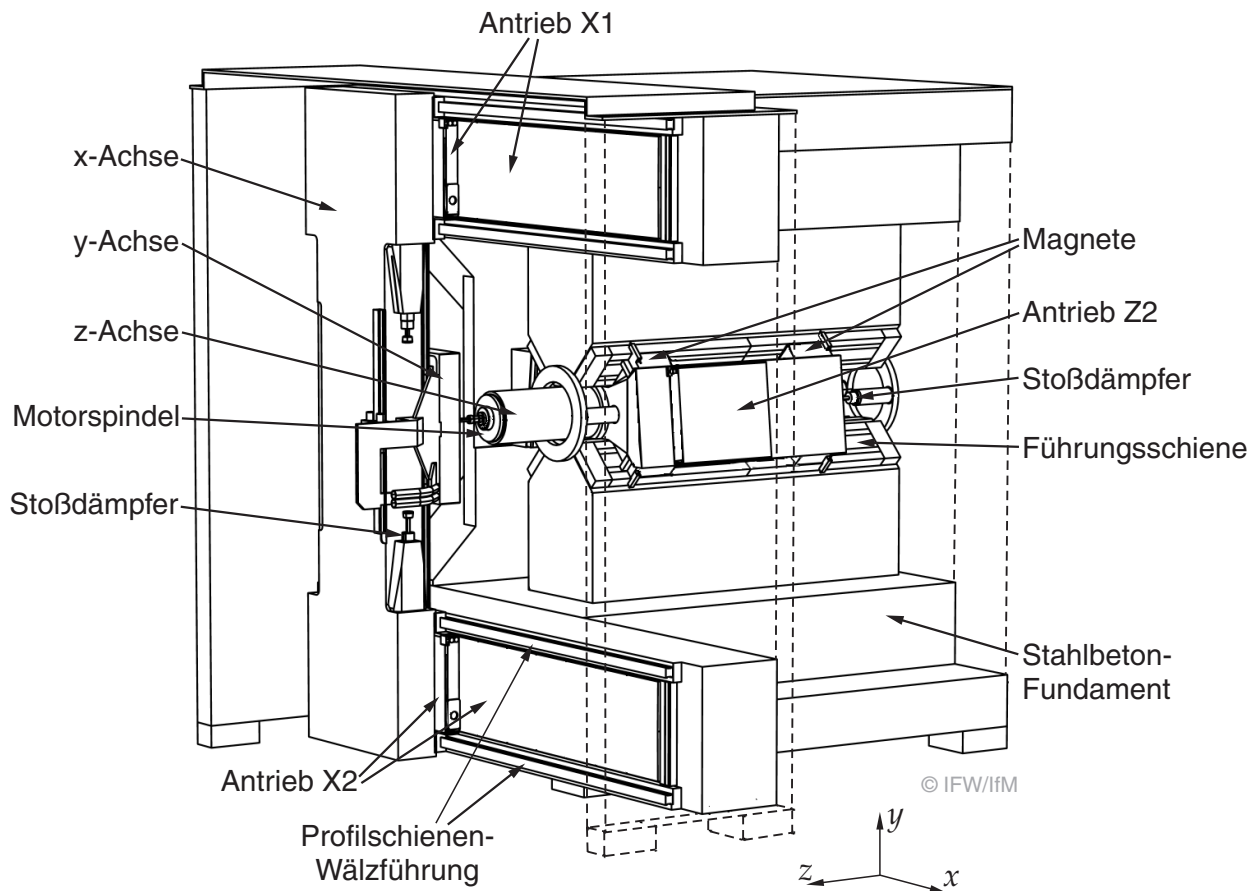


Bild 2.15: Schematische Ansicht der SCHNELLEN MASCHINE [DENK04b]

entwickelte Prinzip wurde patentiert [KAAK03] und steht momentan exklusiv für die z-Achse der SCHNELLEN MASCHINE zur Verfügung.

Eine mögliche Anordnung der Magnete und Motoren zeigt Bild 2.14. Dargestellt ist ein schematischer Querschnitt durch die magnetgeführte z-Achse der entwickelten Maschine. Bild 2.15 verdeutlicht die Eingliederung der z-Achse in die gesamte Konstruktion, insbesondere die Relation zur x- und y-Achse. Während die z-Achse die erwähnte differenzielle Motoranordnung aufweist, ist die x-Achse als Gantry ausgeführt, d. h. zwei Antriebe an beiden Enden der Achse werden je durch einen eigenen Umrichter angesteuert. Die y-Achse trägt das Werkstück und verfährt vertikal auf der x-Achse. Eine Besonderheit der Maschine stellt der über den Arbeitsraum hinaus verlängerte Verfahrweg der x-Achse dar. Dieser ermöglicht eine einfache Beschickung der Maschine, da in der Parkposition die Werkstückaufnahme frei zugänglich ist.

3 Grundlagen und Komponenten

Eine Magnetführung als komplexes, mechatronisches System besteht aus zahlreichen Einzelkomponenten, deren gegenseitige Verzahnung die Funktion der gesamten Einheit erst ermöglicht (vgl. Bild 3.1). Neben dem im vorherigen Abschnitt beschriebenen mechanischen System ist eine entsprechende *Sensorik* und *Aktorik* erforderlich, wobei letztere wiederum durch eine geeignete *Leistungselektronik* angesteuert werden muss. Der Regelkreis wird durch eine *Regelplattform* geschlossen, welche die physikalische Verbindung zwischen Sensorik und Aktorik herstellt und in ihrer Hard- und Software die Intelligenz der Regelung trägt. Dieses Kapitel behandelt deshalb nacheinander diese vier wesentlichen Hardwarekomponenten und geht neben einer grundlegenden Betrachtung auf die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte, konkrete Umsetzung ein.

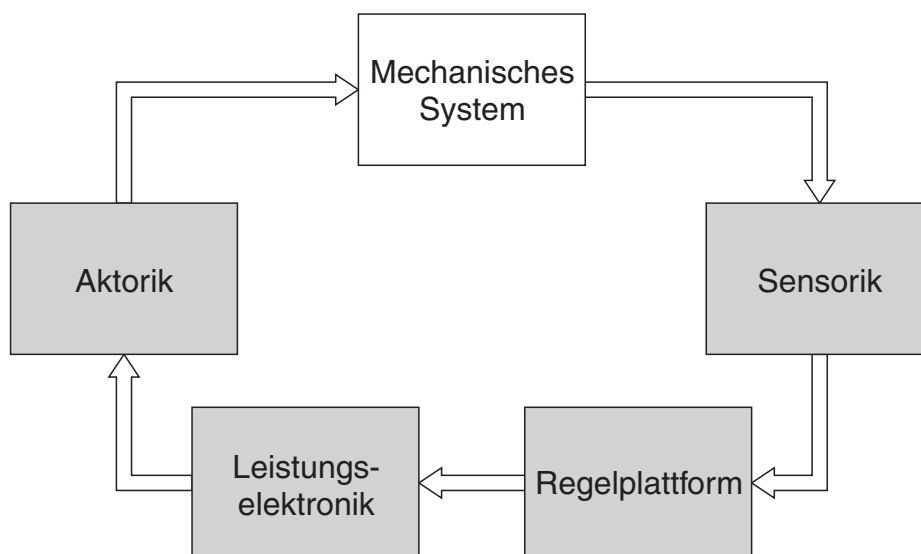


Bild 3.1: Komponenten des mechatronischen Regelkreises einer Magnetführung

3.1 Elektromagnete

Als zentrales Element einer Magnetführung sollen zunächst die Elektromagnete selbst betrachtet werden. Dabei wird die physikalische Ursache der Kraftwirkung aufgegriffen und die naturgegebene Begrenzung der Kraft realer Magneten berücksichtigt. Aufbauend hierauf kann dann eine Auslegung der Elektromagnete einer Magnetführung erfolgen.

3.1.1 Kraftwirkung des magnetischen Feldes

Grundlegende Naturkraft, auf der das elektromagnetische Schweben basiert, ist die Reluktanzkraft, welche aufgrund der Stetigkeit des magnetischen Flusses auf Grenzflächen unterschiedlicher Permeabilität wirkt. Technisch relevant ist hier vor allem die Grenzfläche zwischen Eisen und Luft.

Die Energiedichte w_{mag} des Magnetfeldes in einem beliebigen Raumpunkt in beliebigem Material ergibt sich aus dem Integral

$$w_{\text{mag}} = \int_0^B \mathbf{H} \, dB' \quad (3.1)$$

der magnetischen Erregung \mathbf{H} über der magnetischen Induktion \mathbf{B} . Den Zusammenhang zwischen diesen beiden Größen stellt das Materialgesetz

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (3.2)$$

her, wobei die Größe der magnetischen Permeabilität μ materialabhängig ist. Für Vakuum und näherungsweise für alle magnetisch neutralen Materialien gilt

$$\mu = \mu_0 = \text{const.}, \quad (3.3)$$

während für ferromagnetisches Material die Permeabilität eine nichtlineare Funktion

$$\mu = \mu_{\text{Fe}}(B) = \mu_0 \mu_r(B), \quad \mu_r \gg 1 \quad (3.4)$$

darstellt. Dieser multiplikative Zusammenhang lässt sich alternativ in additiver Form ausdrücken, indem die magnetische Suszeptibilität

$$\chi(B) = \mu_r(B) - 1 \quad (3.5)$$

eingeführt wird. Aus Gl. (3.2) und Gl. (3.4) folgt dann

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \chi(B)\mathbf{H}). \quad (3.6)$$

Der Ausdruck $\chi(B)\mathbf{H}$ wird als Magnetisierung $\mathbf{M}(B)$ bezeichnet. Die Umkehrung von Gl. (3.6) führt auf

$$\mu_0 \mathbf{H} = \mathbf{B} - \mathbf{J} \quad (3.7)$$

mit der magnetischen Polarisation

$$\mathbf{J}(B) = \mu_0 \chi(B)\mathbf{H} = \mu_0 \mathbf{M}(B). \quad (3.8)$$

$\mathbf{M}(B)$ bzw. $\mathbf{J}(B)$ markieren hierbei den Unterschied der magnetischen Erregung bzw. Induktion in einem Material gegenüber derjenigen im Vakuum. Im Eisen resultiert sie aus der Ausrichtung der WEISSchen Bezirke der Kristallstruktur [HER192].

Die Reluktanzkraft als mechanische Zugkraft des Magnetfeldes resultiert aus dem natürlichen Bestreben, die im Feld gespeicherte Energie zu minimieren und die Länge der

Feldlinien zu verkürzen. Im Gegensatz zur direkt angebbaren Kraftwirkung des elektrischen Feldes lässt sich die Kraftwirkung des Magnetfeldes somit nur indirekt über das Prinzip der virtuellen Arbeit bestimmen. Aufgrund der Quellenfreiheit

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0 \quad (3.9)$$

der magnetischen Induktion ist deren Normalkomponente stetig und es existieren geschlossene Feldlinien mit konstanter magnetischer Induktion. Folglich ist die Erregung und damit die Energiedichte innerhalb eines homogenen Materials entlang dieser Feldlinien konstant, während sie an Grenzflächen springt. Die mechanische Zugspannung σ des Magnetfeldes an einer Grenzfläche resultiert aus der Differenz Δw_{mag} der Energiedichten beiderseits dieser Grenzfläche, da eine virtuelle Verschiebung derselben um einen Weg δs in Richtung der höheren Energiedichte eine flächenbezogene Arbeit

$$\sigma \delta s = \Delta w_{\text{mag}} \delta s \quad (3.10)$$

abgibt und somit Energie freisetzt. Für die mechanische Zugspannung an Grenzflächen gilt dementsprechend

$$\sigma = \Delta w_{\text{mag}}, \quad (3.11)$$

wobei die Spannung in Richtung des Energiedichteanstiegs zeigt.

Technisch relevant sind Grenzflächen mit einer großen Änderung der Permeabilität, insbesondere diejenigen zwischen Luft und Ferromagnetika. Die Energiedichte in Luft beträgt

$$w_{\text{mag},0} = \int_0^B \mathbf{H}_0 \, d\mathbf{B}' = \frac{B^2}{2\mu_0}, \quad (3.12)$$

während diejenige in ferromagnetischem Material

$$w_{\text{mag,Fe}} = \int_0^B \mathbf{H}_{\text{Fe}} \, d\mathbf{B}' = \frac{B^2}{2\mu_0} - \int_0^B \mathbf{M}(B') \, d\mathbf{B}' = \frac{B^2}{2\mu_0} - \frac{1}{\mu_0} \int_0^B \mathbf{J}(B') \, d\mathbf{B}' \quad (3.13)$$

wegen $\mathbf{J} \approx \mathbf{B}$ nahezu verschwindet. Die Zugspannung an einer Grenzfläche Luft/Eisen folgt somit zu

$$\sigma \approx \frac{BJ}{2\mu_0} \approx \frac{B^2}{2\mu_0}. \quad (3.14)$$

Für die praktische Anwendung lässt sich für Gl. (3.14) näherungsweise eine induktionsabhängige Zugspannung von

$$\sigma \approx 40 \frac{\text{N}}{\text{cm}^2 \text{T}^2} B^2 \quad (3.15)$$

angeben, welche zur Abschätzung der Magnetkraft gut ausreicht. In technisch verfügbaren ferromagnetischen Materialien kann eine magnetische Induktion von bis zu $B = 2 \text{ T}$

als absolute Obergrenze angesehen werden, womit die maximale Zugspannung eines Elektromagneten auf

$$\sigma < (B=2\text{ T}) \approx 160 \frac{\text{N}}{\text{cm}^2} \quad (3.16)$$

begrenzt ist. In der Realität ist dieser Betriebspunkt jedoch nur mit übergroßem Erregerstromaufwand erreichbar, weshalb meist der Bereich

$$\sigma < \sigma (B=1,6\text{ T}) \approx 100 \frac{\text{N}}{\text{cm}^2} \quad (3.17)$$

als Arbeitsbereich zur Verfügung steht.

Analog zur Kraftwirkung an normal zum Feldverlauf liegenden Grenzflächen existiert auch eine solche an parallel zum Feldverlauf liegende Grenzflächen, da die tangentielle Komponente der Erregung wegen deren Wirbelfreiheit

$$\text{Rot } \mathbf{H} = \mathbf{S} = 0 \quad (3.18)$$

an nicht strombelegten Grenzflächen (Stromdichte $\mathbf{S} = 0$) stetig ist. Somit entstehen auch an den Seitenflächen Zugspannungen am Kern. Allerdings hebt sich deren resultierende Wirkung im Mittel über die Oberfläche auf; sie werden hier deswegen nicht weiter betrachtet.

3.1.2 Zugkraft realer Magnete

Die Berechnung der Anziehungskraft realer Elektromagnete erfordert eine genaue Kenntnis der dreidimensionalen Geometrie und der nichtlinearen Materialeigenschaften des Magnetmaterials, weshalb üblicherweise auf die Methode der finiten Elemente zurückgegriffen wird. Für eine näherungsweise Bestimmung der Kraft genügt es jedoch, von einer vereinfachten Berechnung mittels eines idealisierten, zweidimensionalen Magnetmodells (Bild 3.2a) auszugehen.

Da die Elektromagnete einer Magnetführung eine im Verhältnis zu ihren Gesamtabmessungen sehr kleine Luftspaltweite besitzen, ist der Streufluss mit guter Genauigkeit vernachlässigbar und das Luftspaltfeld kann als homogen angenommen werden. Weiterhin gilt mit guter Näherung, dass die Energie des Magnetfeldes im Luftspalt konzentriert und die Polarisation \mathbf{J} im Eisen gleich der magnetischen Induktion \mathbf{B} ist. Unter diesen Voraussetzungen folgt aus Gl. (3.14) die MAXWELLSche Zugkraftformel

$$F = \frac{B^2 A}{2\mu_0}, \quad (3.19)$$

wobei A die gesamte kraftwirksame Polfläche des Magneten bezeichnet.

Für die Berechnung des Zusammenhangs zwischen der elektrischen Erregung und der kraftbestimmenden magnetischen Induktion wird das Ersatzschaltbild des magneti-

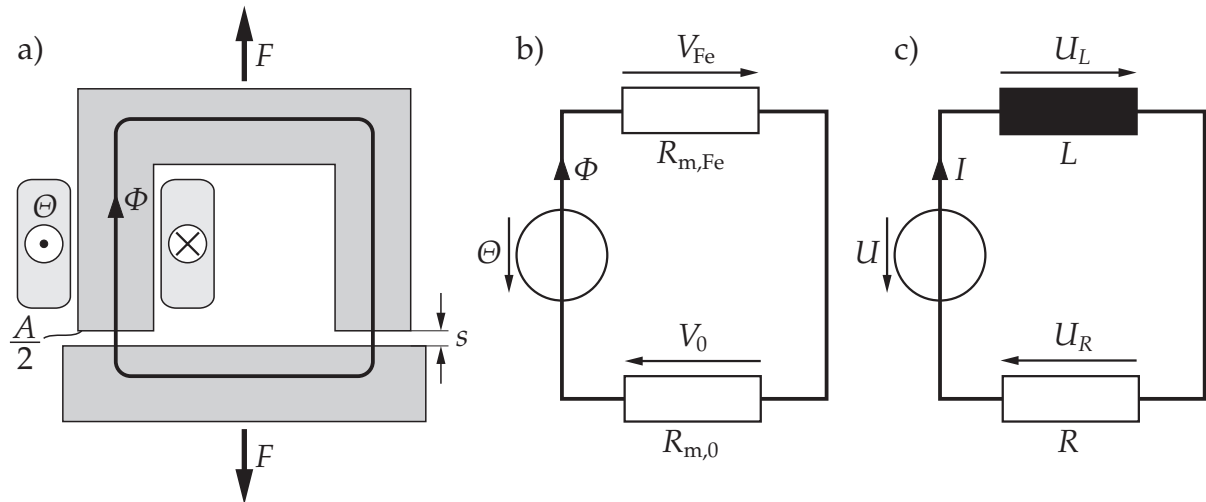


Bild 3.2: Vereinfachtes ebenes Modell eines Elektromagneten: a) Anordnung und Freikörperbild; b) Ersatzschaltbild des magnetischen Kreises; c) Ersatzschaltbild des elektrischen Kreises

schen Kreises nach Bild 3.2b herangezogen. In diesem bewirkt die elektrische Erregung $\Theta = nI$ einen magnetischen Fluss

$$\Phi = \int_{A/2} \mathbf{B} \, dA \approx \frac{AB}{2} \quad (3.20)$$

im Eisenkreis. Mit diesem lautet die Zugkraft des Magneten

$$F = \frac{2\Phi^2}{A\mu_0}. \quad (3.21)$$

Gemäß dem Maschensatz

$$\Theta = V_{\text{Fe}} + V_0 = \Phi R_{\text{m,Fe}} + \Phi R_{\text{m,0}} \quad (3.22)$$

teilt sich die Erregung auf die magnetischen Spannungen V_{Fe} im Eisen bzw. V_0 im Luftspalt auf. Zur Vereinfachung werden jeweils die Spannungen über beiden Luftspalten sowie in Magnetkern und Anker des geschlossenen Kreises zusammengefasst. Weiterhin folgt aus dem Durchflutungssatz

$$\oint_C \mathbf{H} \, ds = \int_C \mathbf{S} \, dA \quad (3.23)$$

der Zusammenhang

$$\Theta = 2sH_0 + l_{\text{Fe}}H_{\text{Fe}}(B) \quad (3.24)$$

für die magnetischen Erregungen in Luft und Eisen, wobei s den Luftspalt des Magneten und l_{Fe} die effektive Eisenlänge angibt. Über den Maschensatz (3.22) folgt hieraus unmittelbar der nichtlineare, flussabhängige magnetische Widerstand

$$R_{m,\text{Fe}}(\Phi) = \frac{2l_{\text{Fe}}}{A\mu_{\text{Fe}}\left(\frac{2\Phi}{A}\right)} \quad (3.25)$$

des Eisens sowie der lineare, luftspaltabhängige magnetische Widerstand

$$R_{m,0}(s) = \frac{4s}{A\mu_0} \quad (3.26)$$

der beiden Luftspalte. Aufgrund der Nichtlinearität von $R_{m,\text{Fe}}$ lässt sich der magnetische Fluss – und damit die Zugkraft des Magneten – nicht allgemein in geschlossener Form angeben und eine Lösung ist nur über die nichtlineare Differenzialgleichung des magnetischen Flusses möglich.

Der Verlauf von $R_{m,\text{Fe}}(\Phi)$ bestimmt sich aus der für technische Ferromagnetika üblicherweise gegebenen $J(H)$ -Kennlinie der magnetischen Polarisation über der Erregung, welche nahezu identisch zur messtechnisch bestimmbareren $B(H)$ -Kennlinie ist. Bild 3.3a zeigt beispielhaft den gemessenen Verlauf der magnetischen Induktion für einen Magneten der Maschinenachse. Die daraus abgeleitete, induktionsabhängige Aufteilung der magnetischen Spannungen im Eisen und Luftspalt ist für verschiedene Luftspalte in Bild 3.3b wiedergegeben.

Aus dem Induktionsgesetz

$$\text{rot } \mathbf{E} = \frac{d\mathbf{B}}{dt} \quad (3.27)$$

folgt mit dem verketteten Spulenfluss $\Psi = n\Phi$ in integraler Form der Zusammenhang

$$U_i = \frac{d\Psi}{dt}. \quad (3.28)$$

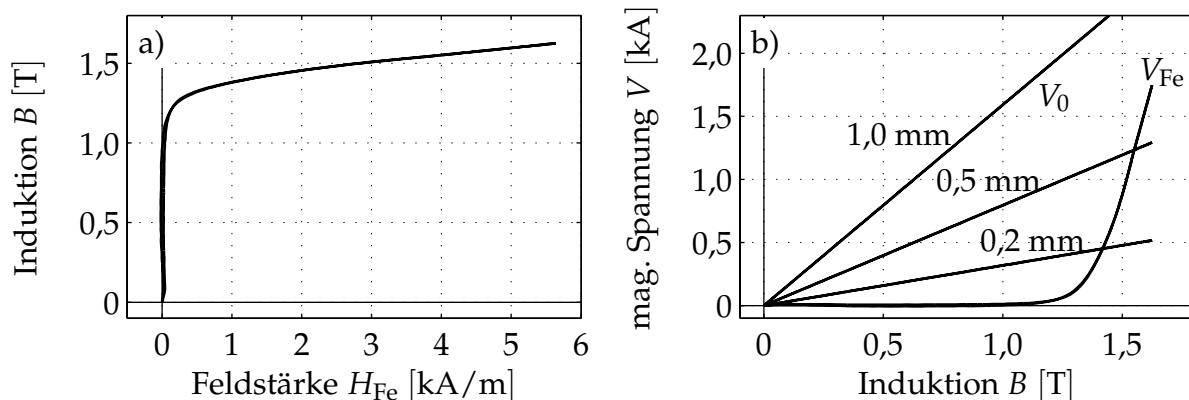


Bild 3.3: Beispielhafte Kennlinien eines Magneten der Maschinenachse: a) gemessene Magnetisierungskurve; b) berechnete Abhängigkeit der magnetischen Spannung im Eisen und Luftspalt für verschiedene Spaltgrößen

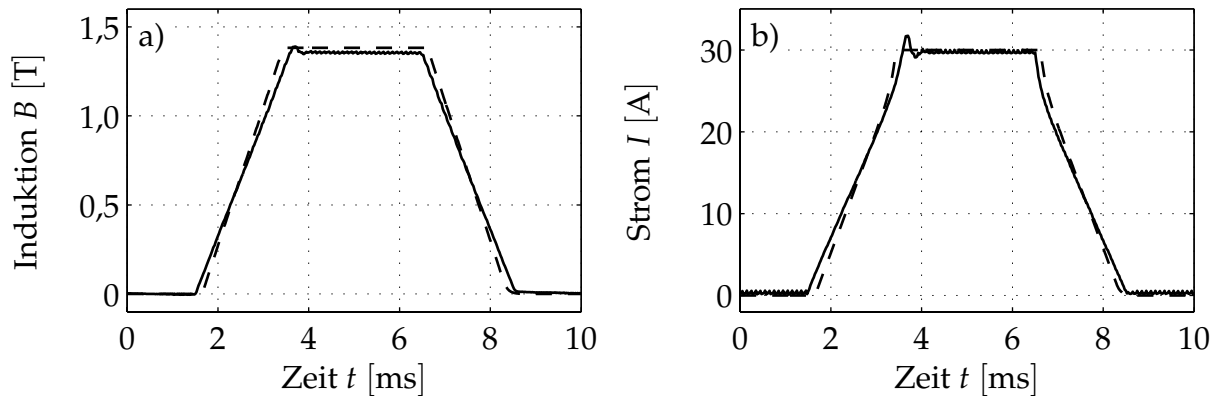


Bild 3.4: Verlauf der magnetischen Induktion und des Erregerstromes an einem Magneten der Maschinenachse, simuliert (gestrichelt) und gemessen

Durch den Übergang auf das Ersatzschaltbild des elektrischen Kreises (Bild 3.2c) kann der magnetische Kreis durch eine nichtlineare, von Luftspalt und (je nach Betrachtung) Fluss bzw. Strom abhängige Induktivität $L(s, \Phi)$ bzw. $L(s, I)$ ersetzt werden. Dann gilt für den Erregerstrom die nichtlineare Differenzialgleichung

$$U_L = U_i = U - RI = L(s, I) \frac{dI}{dt} \quad (3.29)$$

mit dem OHMSchen Widerstand R der Erregerspule. Die flussabhängige Induktivität bestimmt sich zu

$$L(s, \Phi) = \frac{n^2}{R_{m,0}(s) + R_{m,Fe}(\Phi)}. \quad (3.30)$$

Durch Einsetzen in Gl. (3.22) folgt die Differenzialgleichung des kraftbestimmenden Flusses mit der Spannung als Eingangsgröße zu

$$n \frac{d\Phi}{dt} = U - \frac{1}{n} R (R_{m,0}(s) + R_{m,Fe}(\Phi)) \Phi. \quad (3.31)$$

Der Spulenwiderstand ist sehr klein und aufgrund seiner Temperaturabhängigkeit nur ungefähr bestimmt, so dass eine Vorgabe der Spannung keine befriedigenden Ergebnisse erzielt. Üblicherweise wird deshalb R als parasitär aufgefasst und eine Stromregelung für den Erregerstrom eingesetzt. Abschnitt 3.2.4 geht hierauf ein.

Die dynamischen Verläufe für die magnetische Induktion und den Strom bei rechteckförmiger Spannung sind wiederum für einen Magneten der Maschinenachse in Bild 3.4 dargestellt. Es ergibt sich eine gute Übereinstimmung der Simulation gemäß obiger Gleichungen mit der Messung am realen Magneten. Die Abweichungen resultieren aus einer Parameterunsicherheit. Deutlich wird der konstante zeitliche Anstieg der Induktion (und damit des Flusses) in Bild 3.4a, während in Bild 3.4b der Stromanstieg oberhalb von 25 A aufgrund der dann durch den sättigungsbedingten Anstieg von $R_{m,Fe}$ reduzierten Induktivität zunimmt.

Wird lediglich der sättigungsfreie Betriebsbereich betrachtet, so gilt dort vereinfachend

$$H_{\text{Fe}}(B) \approx 0 \quad (3.32)$$

und damit ebenfalls

$$R_{\text{m,Fe}}(\Phi) \approx 0, \quad (3.33)$$

so dass sich sowohl eine geschlossene Lösung für den magnetischen Fluss

$$\Phi = \frac{\Theta}{R_{\text{m},0}} = \frac{A\mu_0 nI}{4s} \quad (3.34)$$

wie auch für die Zugkraft

$$F = \frac{2\Phi^2}{A\mu_0} = \frac{A\mu_0(nI)^2}{8s^2} \quad (3.35)$$

angeben lässt.

Für die Führungsmagnete einer magnetgeführten Werkzeugmaschine ist neben der reinen statischen Kraft insbesondere auch das dynamische Verhalten der Magnetkraft von Bedeutung. Aus Gl. (3.28) und Gl. (3.21) folgt die Kraftsteilheit

$$\frac{dF}{dt} = \frac{4\Phi}{A\mu_0} \frac{d\Phi}{dt}, \quad (3.36)$$

welche vom momentanen Fluss und damit von der Magnetkraft abhängt. Eine größere Offsetkraft bewirkt auch eine größere Kraftsteilheit, während diese für kleine Offsetkräfte gegen Null geht. Es wirkt sich somit günstig auf die Magnetdynamik aus, hohe Offsetkräfte bei der Auslegung einzustellen.

Im sättigungsfreien Bereich lässt sich die Kraftsteilheit unmittelbar auf den momentanen Strom I_0 und Luftspalt s_0 zurückführen. Wegen

$$\frac{dF}{dt} = (U - RI_0) \frac{I_0}{s_0} - L(s, I) \frac{I_0}{s_0} \frac{ds}{dt}. \quad (3.37)$$

ist für eine große Kraftsteilheit neben einem möglichst kleinen Luftspalt und einer möglichst großen Maximalspannung ein hoher Offsetstrom erforderlich. Bei konstantem Luftspalt und Vernachlässigung von R vereinfacht sich Gl. (3.37) zu

$$s_0 \frac{dF}{dt} = UI_0 = P_{\text{el}}, \quad (3.38)$$

so dass die (momentan) verfügbare elektrische Leistung P_{el} die luftspaltabhängige Kraftdynamik bestimmt. Die geleistete Arbeit geht dabei nicht verloren, sondern wird in der Energie des Magnetfeldes gespeichert. Aus diesem Grund benötigen Stromsteller für Magnetlager und -führungen ausgangsseitig eine sehr große Scheinleistung bei eingangsseitig relativ geringer Wirkleistung, da Letztere lediglich die geringen OHMSchen Verluste abzudecken hat, während die wesentlich größere umgesetzte Blindleistung zwischen den Magneten und dem Zwischenkreis pendelt.

Aus Gl. (3.38) folgt weiterhin die Aussteuerungs-Bandbreite

$$\omega_A = \frac{U_{\max} I_0}{\hat{F}_{\max} s_0}, \quad (3.39)$$

bis zu welcher bei konstantem Luftspalt eine gegebene Magnetkraftamplitude \hat{F}_{\max} zur Verfügung steht.

3.1.3 Wirbelstromeinflüsse

In der bisherigen Betrachtung wurde das Magnetmaterial als dynamisch ideal, d. h. als nicht leitfähig betrachtet. Jedoch wird der Auf- bzw. Abbau des Magnetfelds im Eisenkreis durch den endlichen spezifischen Widerstand des Kernmaterials beeinträchtigt [KALL94, KLES99]. Eine Flussänderung $d\Phi/dt$ induziert im Kernmaterial Wirbelströme in einer Ebene orthogonal zur Flussrichtung, welche wiederum die Flussänderung hemmen, da sie gemäß dem Induktionsgesetz ihrer Ursache entgegenwirken. Die Leitfähigkeit des Materials wirkt somit als verteilte Sekundärwicklung eines imaginären Transformators.

Bild 3.5 zeigt ein einfaches Ersatzschaltbild für einen wirbelstrombehafteten Elektromagneten. Neben dem in 3.1.2 verwendeten Modell einer Induktivität L und dem dazu in Reihe geschalteten Ohmschen Spulenwiderstand R wird dabei eine Erweiterung in Form eines weiteren Widerstands R_W eingeführt, welcher parallel zur Induktivität liegt. Gleichströme werden von der Induktivität kurzgeschlossen und es gilt $\bar{I}_L = \bar{I}$. Für Wechselströme $I(t)$ mit zunehmender Kreisfrequenz ω jedoch verdrängt der anwachsende Scheinwiderstand $X = \omega L$ den Strom in den Ersatzwiderstand R_W und die Amplitude des magnetisch wirksamen Stroms $I_L(t)$ nimmt ab, während diejenige von $I_W(t)$ ansteigt. Aus Gl. (3.37) folgt wiederum unter Voraussetzung eines konstanten Luftspalts die Kraftteilheit des wirbelstrombehafteten Magneten zu

$$\frac{d}{dt}F(t) = \frac{R_W}{R + R_W} (U(t) - RI_{L,0}) \frac{I_{L,0}}{s_0}. \quad (3.40)$$

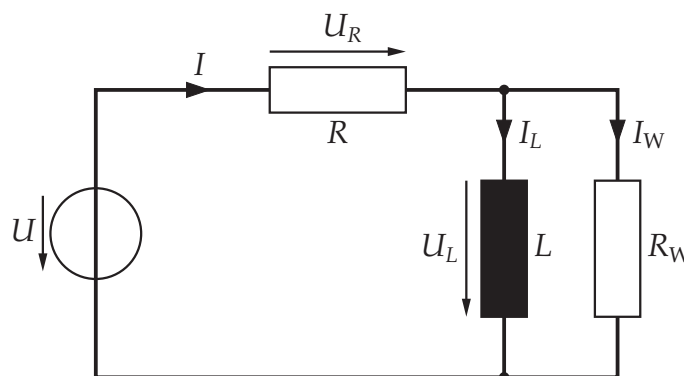


Bild 3.5: Einfaches Ersatzschaltbild eines wirbelstrombehafteten Aktors [KALL94]

Für $R_W \rightarrow \infty$ strebt der Vorfaktor gegen 1, was den idealen, verlustfreien Fall angibt. Der Ersatzwiderstand R_W bestimmt sich theoretisch aus der Geometrie gemäß

$$R_W = c \frac{s_0 \mu_{\text{Fe}} + l_{\text{Fe}} \mu_0}{l_{\text{Fe}} \mu_{\text{Fe}} \kappa_{\text{Fe}}} n^2 \quad (3.41)$$

mit einer Geometriekonstanten c , der Eisenlänge l_{Fe} und der Leitfähigkeit des Magnetmaterials κ_{Fe} . Für eine exakte Lösung im jeweiligen Anwendungsfall sind die Verluste nur mittels einer transienten elektrodynamischen FE-Feldberechnung lösbar [KELL97, KLES99].

Bei Verwendung konventioneller Maschinenbaustähle als Kernmaterialien wird die erreichbare Kraftdynamik durch die Wirbelströme normalerweise so stark beeinträchtigt, dass der Einsatz einer Magnetführung in einer Werkzeugmaschine nur eingeschränkt möglich ist. Aus diesem Grund ist es für eine hohe Dynamik unerlässlich, als Kernmaterial laminiertes Elektroblech zu verwenden. Zwar ist dann die theoretische Berechnung der Verluste nur mit sehr hohem Aufwand möglich; Messungen zeigen jedoch, dass der Dynamikverlust bei laminierten Magneten und Schienen vernachlässigt werden kann.

Bild 3.6 zeigt beispielhaft den strombezogenen Frequenzgang der magnetischen Induktion für einen Magneten der Maschinenachse. Während der Magnetkern in beiden Messungen laminiert aufgebaut ist, wurde als Anker neben der ebenfalls laminierten Ankerschiene der Maschinenachse zum Vergleich eine massive Stahlplatte (S235JR) verwendet. Für beide Fälle wurde bei einem konstanten Luftspalt ein sinusförmiger Strom eingepreßt. Bei Verwendung einer laminierten Ankerschiene ergibt sich ein nahezu ideales Verhalten. Erst ab ca. 200 Hz zeigt sich eine merkliche Phasenverzögerung, während die Amplitude dagegen bis 500 Hz nahezu konstant bleibt. Die massive Ankerschiene verursacht dagegen bereits bei kleinen Frequenzen einen deutlichen Amplitudenabfall. Bereits bei 100 Hz beträgt die Amplitude weniger als ein Drittel und die Phasenverzögerung nahezu 45° . Offensichtlich ist also die Verwendung massiver Ankerschienen nur schlecht geeignet, um eine ausreichende Kraftdynamik für die Regelung zu erreichen.

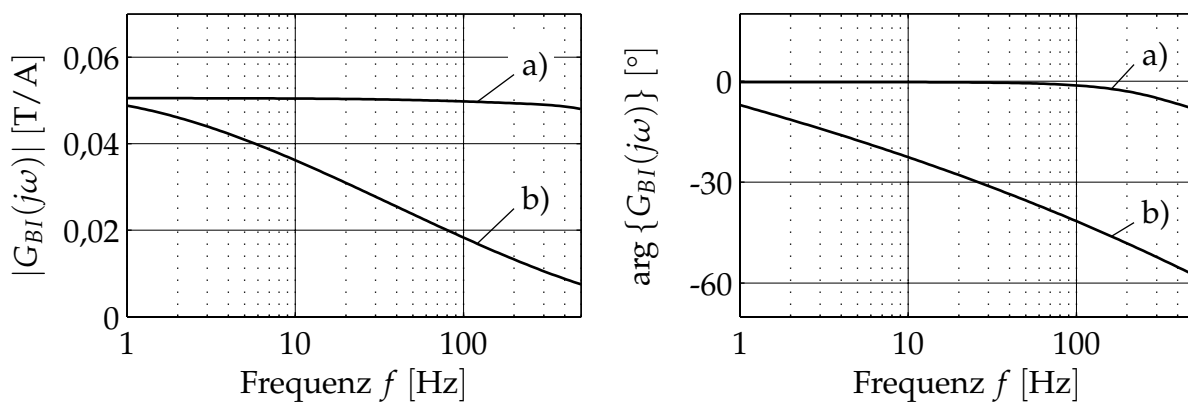


Bild 3.6: Frequenzgang der strombezogenen magnetischen Induktion am Magneten der Maschinenachse: a) laminierte Ankerschiene; b) massive Ankerschiene ($s = 0,8 \text{ mm}$, $I_0 = 5 \text{ A}$, $\hat{I} = 0,1 \text{ A}$)

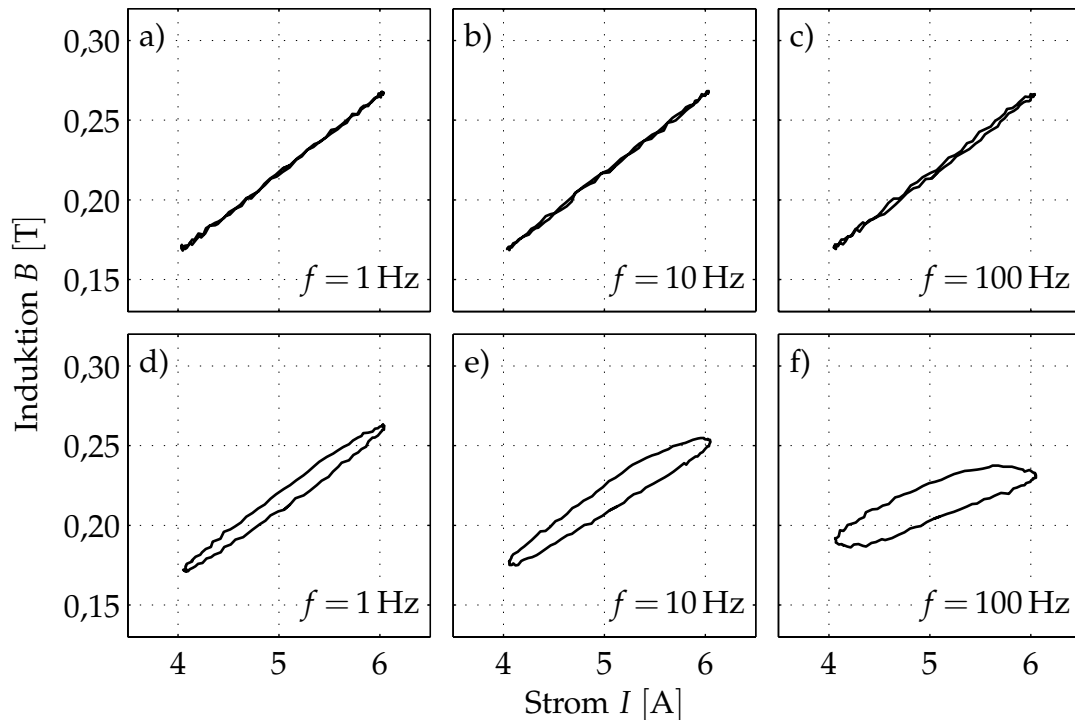


Bild 3.7: Zeitsignal der magnetischen Induktion über dem Erregerstrom in Abhängigkeit von der Erregerfrequenz: a)–c) laminierte Ankerschiene; d)–f) massive Ankerschiene ($s = 0,8 \text{ mm}$)

Besonders deutlich wird dies bei Betrachtung des Zeitsignals der magnetischen Induktion über dem Erregerstrom. Der laminierte Anker lässt keinen Unterschied im Zeitsignal für die verschiedenen Frequenzen erkennen (Bild 3.7a–c), während beim massiven Anker bereits bei $f = 1 \text{ Hz}$ deutlich eine Hystereseschleife sichtbar ist (Bild 3.7d), welche sich bei anwachsender Frequenz zunehmend aufweitet (Bild 3.7e,f).

3.1.4 Praktische Magnetauslegung

Die praktische Magnetauslegung wird von zahlreichen konstruktiven Randbedingungen beeinflusst. Unterschieden werden muss zwischen der geometrischen Auslegung und der elektrischen Dimensionierung. Ausgangspunkte bei der Entwicklung der Magnete einer Magnetführung sind die Anforderungen an die Magnetkraft. Während das statische Kraftverhalten (also die Bemessungs- und Maximalkraft) die geometrische Auslegung dominiert, gibt das erforderliche dynamische Kraftverhalten, insbesondere die vorzusehende Kraftsteilheit, die elektrische Dimensionierung vor. Beide Anteile sind dabei von zahlreichen konstruktiven und technischen Randbedingungen beeinflusst.

Geometrische Auslegung

Die erforderliche Polfläche A eines Magneten bestimmt sich aus der Kraftdichte gemäß Gl. (3.14) und der erzielbaren magnetischen Induktion B_{\max} . Für die Ermittlung des

nötigen Wickelraumes A_{Cu} sind hingegen etwas ausführlichere Betrachtungen durchzuführen. So ist nach Gl. (3.24) die zur Erzielung einer gewissen Induktion erforderliche elektrische Erregung Θ – wenn man von der im Sättigungsbereich zu berücksichtigenden Eisenlänge absieht – zunächst nur vom Luftspalt abhängig; die Magnetgröße bzw. Polfläche geht dort nicht ein. Große Arbeitsluftspalte benötigen auch große Durchflutungen, wobei die Windungszahl der Spule nicht für die Bestimmung des Wickelraums maßgeblich ist. Vielmehr bestimmt die über die spezifische Verlustleistung begrenzte, zulässige Stromdichte

$$S_{\max} = \frac{\Theta_{\max}}{k_{Cu} A_{Cu}} \quad (3.42)$$

den minimalen Wickelraum. Die tolerierbare Verlustleistung wiederum wird von der möglichen Wärmeabfuhr beeinflusst, welche ggf. durch eine Fremdkühlung gesteigert werden kann. In Gl. (3.42) berücksichtigt der Kupferfüllfaktor k_{Cu} die reale Ausnutzung des Wickelraums durch die Spule. Für konventionellen Runddraht übliche Werte liegen bei $k_{Cu} = 0,5 \dots 0,6$. Allerdings ist für jede Spule – insbesondere bei dickerem Draht – weiterer Raum für den Einbau und die Außenisolierung vorzusehen. Bei Verwendung von flachem Kupferband mit Folienisolierung [CMC 01] lässt sich ein deutlich besserer Kupferfüllfaktor erzielen. Füllfaktoren oberhalb von $k_{Cu} = 0,8$ stellen hiermit kein Problem dar, wobei zusätzlich der Raumverlust am Spulenrand geringer ist. Für die Magnete der Maschinenachse konnte durch den Einsatz von Bandmaterial der effektive Spulenquerschnitt um 25% gegenüber Runddraht gesteigert werden.

Die geometrische Auslegung beinhaltet neben der Festlegung von Polfläche und Wickelraum auch die Auswahl der Magnetbauform und der Polzahl. Bild 3.8 zeigt hierzu einige mögliche Ausführungen von Magneten mit äquivalenten Eigenschaften, d. h. mit gleicher Polschuhfläche und gleichem Wickelraum. Die konkrete Auswahl einer Bauform wird durch den verfügbaren Einbauraum mit beeinflusst, so dass keine allgemeine Empfehlung gegeben werden kann. Der Querschnitt des Magnetkerns darf an keiner Stelle die Breite an der Polfläche unterschreiten, um eine lokale Überhöhung der magnetischen Induktion und damit des magnetischen Widerstands des Eisenkreises zu vermeiden. Besonderer Augenmerk ist dabei auf die Befestigungsbohrungen zu werfen. Insbesondere

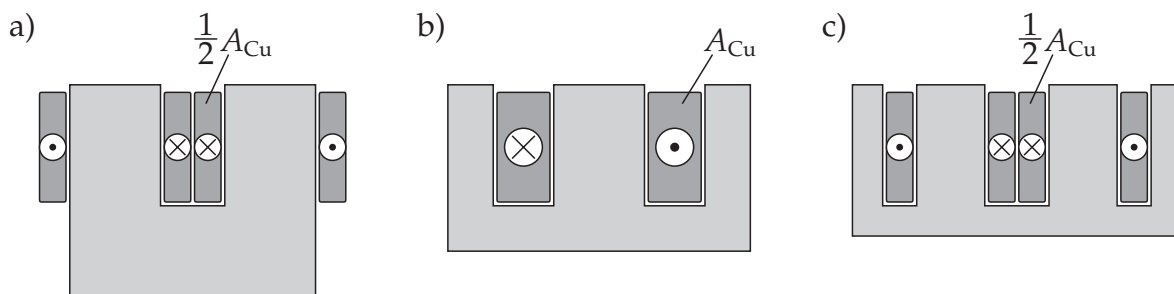


Bild 3.8: Verschiedene Magnetausführungen gleicher Baugröße: a) 2-poliger Kern (U-Magnet); b) 3-poliger Kern (E-Magnet); c) 4-poliger Kern

Bohrungen durch die Schenkel des Magneten bewirken eine massive Verschlechterung der magnetischen Leitfähigkeit.

Tendenziell lässt sich feststellen, dass bei geringeren Polzahlen ein breiterer Rückschluss und damit eine größere Bauhöhe des Magneten erforderlich ist, während bei größeren Polzahlen die Breite anwächst. Eine größere Spulenzahl erfordert aufgrund der nötigen Wickelraumzugabe je Spule ebenfalls eine größere Bauform. Für die realisierten Magnetführungen fiel deshalb die Wahl auf 3-polige Magnete, mit welchen gute Erfahrungen hinsichtlich der magnetischen Eigenschaften wie auch der mechanischen Befestigung gemacht wurden.

Elektrische Auslegung

Die elektrische Dimensionierung der Magnete beschränkt sich bei gegebener Baugröße auf die Wahl der Windungszahl n . Gemäß der Differenzialgleichung (3.37) der Magnetkraft ist dazu ein Kompromiss zwischen dem realisierbaren Maximalstrom und der erforderlichen Maximalspannung zu schließen, da gemäß Gl. (3.38) die Kraftteilheit durch die elektrische Leistung P_{el} vorgegeben wird. Eine größere Windungszahl ermöglicht demzufolge zwar einen niedrigeren Spulenstrom, erfordert jedoch eine größere Spannung zur Erzielung derselben Kraftteilheit. Die Wahl der Windungszahl geht aus diesem Grund eng einher mit der Auswahl eines adäquaten Stromstellers. Abschnitt 3.2.5 behandelt diesen Aspekt.

Magnete der untersuchten Führungen

Die Magnete für die in dieser Arbeit untersuchten Magnetführungen mögen einen Anhaltspunkt für die Magnetauslegung geben. Hierbei wurden entsprechend der Bauform der Führungen zwei unterschiedliche Ziele verfolgt. Während die Prototyp-Führung für Laborzwecke als T-Anordnung realisiert wurde, bei welcher linear modellierbare Differenzmagnete zum Einsatz kommen, sind die Magnete der Maschinenachse (vgl. Bild 3.9)

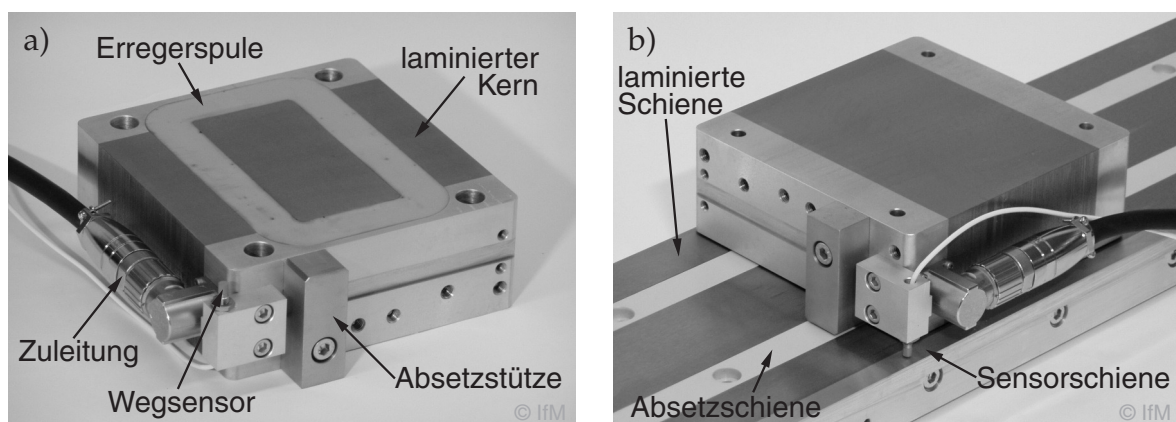


Bild 3.9: Magnete der Maschinenachse: a) Einzelansicht eines Magneten; b) Anordnung eines Magneten auf der Ankerschiene

Tabelle 3.1: Kenndaten der Magnete der untersuchten Magnetführungen

		Prototyp-Führung	Maschinenachse
Bemessungskraft	F_0	100 N	7 kN
Maximalkraft	F_{\max}	400 N	15 kN
Bemessungsinduktion	B_0	0,5 T	1,1 T
Maximalinduktion	B_{\max}	1,0 T	1,6 T
Bemessungsluftspalt	s_0	0,35 mm	0,5 mm
Polfläche	A	10 cm ²	144 cm ²
Spulenfläche	A_{Cu}	4 cm ²	8 cm ²
Windungszahl	n	150	100
Drahtquerschnitt		0,6 mm ²	4,2 mm ²
Spulenmaterial		Runddraht	Kupferband

für die verwendete symmetrische Anordnung optimiert. Insbesondere sind letztere darauf ausgelegt, auch im Bereich der Sättigung zu arbeiten, um eine hohe Maximalkraft zu erzielen. Die Magnete der Prototyp-Führung dagegen sind nur für den Betrieb im sättigungsfreien Bereich vorgesehen. Tabelle 3.1 fasst die technischen Daten der Magnete beider Führungen zusammen.

3.1.5 Ankerschienen

Eng einher mit der Auslegung der Magnete geht die Anordnung der Ankerschienen für den magnetischen Rückschluss. Gemäß den Ergebnissen aus Abschnitt 3.1.3 ist es für eine entsprechende Kraftdynamik unerlässlich, diese wie auch die Magnetkerne aus laminiertem Material herzustellen. Da in den bisher bekannten Führungen – auch in der untersuchten Prototyp-Führung – lediglich Massivmaterial eingesetzt wurde, war für die Maschinenachse die Entwicklung einer laminierten Variante erforderlich. Gelöst wurde dies durch Aufsatz laminiertes Ankerschienen auf das Maschinengestell. Zur Minimierung der Wirbelstromverluste beim Verfahren der Achse ist die Blechung sowohl der Schienen wie auch der Magnete quer zur Vorschubrichtung ausgeführt. Bild 3.9b zeigt die Schienenanordnung der Maschinenachse vor der Montage. Sowohl die Ankerschienen wie auch die Magnetkerne wurden aus backlackbeschichtetem Elektroblech hergestellt, woraus selbsttragende Komponenten gefertigt werden können, die sich anschließend spanend weiterverarbeiten lassen.

3.2 Leistungselektronik

Neben den Magneten selbst stellen die Stromsteller zu deren Ansteuerung ein wesentliches aktives Bauelement einer Magnetführung dar. Zur optimalen Auslegung ist ei-

ne enge Abstimmung der Leistungsdaten der Steller auf die verwendeten Magnete erforderlich. Dieser Abschnitt geht auf mögliche Funktions- und Ansteuerprinzipien ein und beschreibt deren praktische Realisierung. Die für die Maschinenachse aufgebauten Stromsteller werden abschließend messtechnisch untersucht.

3.2.1 Stromstellerprinzipien

Der Einsatz von Magnetführungen in Werkzeugmaschinen erfordert eine hochdynamische Kraftmodulation. Für die hierzu notwendige schnelle Auf- und Abmagnetisierung der Führungsmagnete sind Stromsteller mit hoher Scheinleistung erforderlich, welche einen schnellen Austausch der in den Magneten gespeicherten Energie ermöglichen. Die benötigte Wirkleistung aufgrund der ohmschen Verluste in den Magnetspulen ist hingegen sehr gering (vgl. 3.1.2) und kann um ein bis zwei Größenordnungen unterhalb der erforderlichen Scheinleistung liegen. Hieraus folgt unmittelbar, dass analoge, linear geregelte Stromsteller für den Einsatz an einer Magnetführung denkbar ungeeignet sind, da diese keine Blindleistung pendeln lassen können. Vielmehr fällt dort die verfügbare, aber nicht abgerufene Scheinleistung permanent als Verlustleistung im Stromsteller ab und der Wirkungsgrad liegt nahe Null. Getaktete Gleichstromsteller hingegen haben einen hohen Wirkungsgrad, da an ihnen unabhängig von der tatsächlich abgerufenen, momentanen Scheinleistung lediglich die vergleichsweise geringen Schaltverluste abfallen, während die Blindleistung aus einem externen Energiespeicher abgerufen werden kann.

3.2.2 Grundsaltungen getakteter Stromsteller

Kommerziell verfügbare Stromsteller sind üblicherweise primär für den Betrieb von DC-Motoren ausgelegt und als Vier-Quadranten-Stromsteller aufgebaut. Hierdurch sind

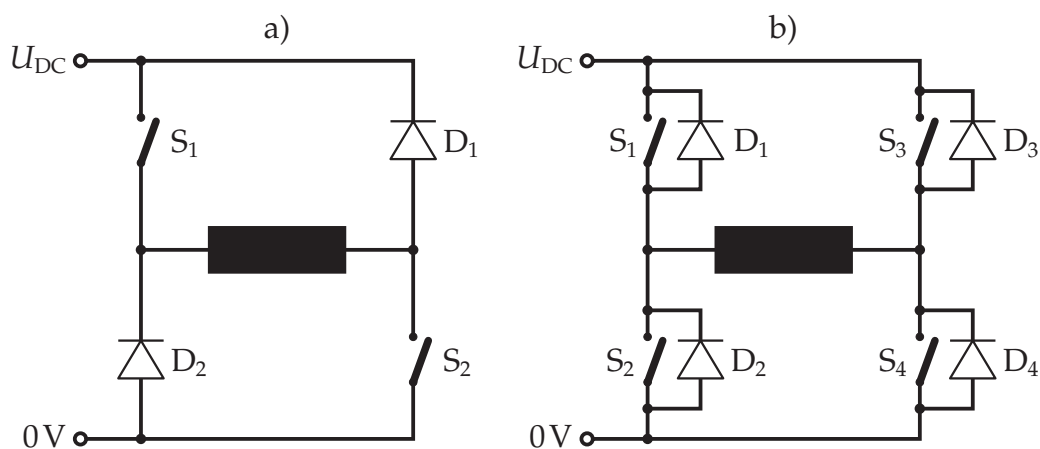


Bild 3.10: Grundsaltungen getakteter Stromsteller: a) Zwei-Quadranten-Stromsteller; b) Vier-Quadranten-Stromsteller

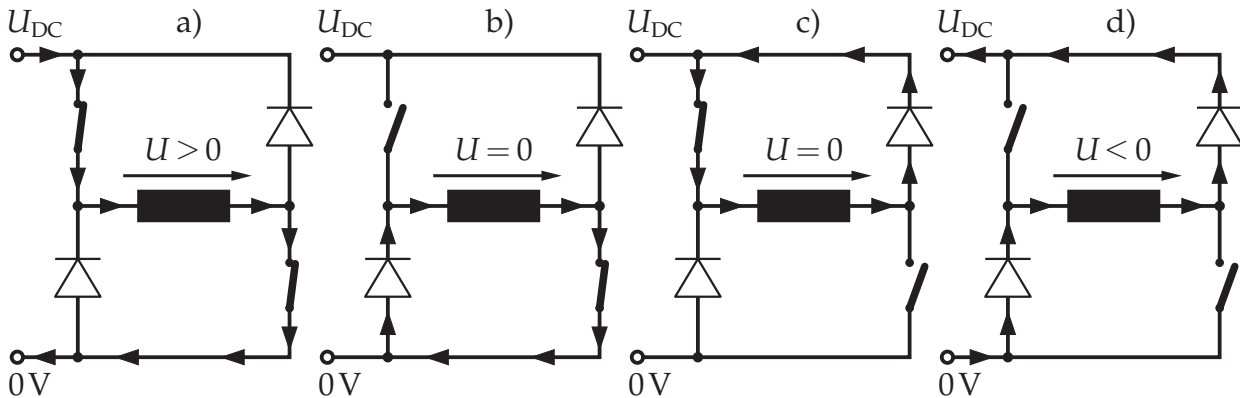


Bild 3.11: Schaltzustände des Zwei-Quadranten-Gleichstromstellers:
 a) Treiben; b), c) Freilauf; d) Rückspeisen

sie in der Lage, durch die Last bidirektional einen Strom zu treiben. Für den Betrieb eines Elektromagneten ist hingegen ein unidirektionaler Strombetrieb ausreichend, da die Kraftwirkung des Magneten unabhängig von der Stromrichtung ist. Für diesen Fall ist somit ein Zwei-Quadranten-Stromsteller ausreichend, welcher mit einer erheblich geringeren Anzahl aktiver Bauelemente aufgebaut werden kann (vgl. Bild 3.10). Weiterhin sind Stromsteller für DC-Motoren auf den Betrieb motorischer Lasten optimiert und mit entsprechenden Stromreglern und Schaltalgorithmen ausgerüstet. Der Betrieb näherungsweise rein induktiver Lasten stellt hingegen andere Anforderungen an den Stromregler und ermöglicht weiterhin eine verbesserte Ansteuerung der Leistungsschalter. Aus diesem Grund sind für den optimierten Betrieb einer Magnetführung spezielle Stromsteller erforderlich.

Je nach Zustand der beiden Schalter S_1 und S_2 ermöglicht die Schaltung nach Bild 3.10a drei verschiedene Betriebspunkte (vgl. Bild 3.11). Sind S_1 und S_2 geschlossen, so gilt $U = +U_{DC}$ und die Schaltung befindet sich im Zustand *Treiben*; der Strom wächst an. Öffnen hingegen beide Schalter, so erzwingt der stetige Strom in der Induktivität einen Stromfluss durch die beiden Dioden D_1 und D_2 und es wird mit $U = -U_{DC}$ der Zustand *Rückspeisen* eingenommen; der Strom nimmt ab. Ist jeweils nur einer der Schalter geschlossen, so kann der Strom bei $U = 0\text{ V}$ im Kreis fließen und die Induktivität befindet sich im Zustand *Freilauf*; lediglich die OHMSchen Verluste im Stromkreis lassen den Strom leicht absinken.

3.2.3 Ansteuerprinzipien für Stromsteller

Bei der Ansteuerung der Schalter lassen sich spannungseinprägende und stromeinprägende Grundtypen unterscheiden, wobei stromeinprägenden Stromstellern der Vorzug zu geben ist, da über ein entsprechendes Magnetmodell der Erregerstrom und die Zugkraft des Magneten in direktem Zusammenhang stehen. Für die praktische Ausführung eines getakteten stromeinprägenden Gleichstromstellers stehen prinzipiell zwei

verschiedene Familien von Ansteuerprinzipien zur Verfügung, diejenigen mit variabler Schaltfrequenz und jene mit fester Schaltfrequenz.

Stromsteller mit variabler Schaltfrequenz

Die einfachste Bauform eines stromgeregelten Stromstellers ist die **Sigma-Delta-Modulation** (Bild 3.12). Hierbei wird ein D-Flip-Flop mit einem festen Takt angesteuert und in jedem Taktschritt das Vorzeichen der Differenz aus Sollstrom I_{soll} und Iststrom I_{ist} ausgewertet. Es handelt sich also um einen einfachen getakteten Zweipunktregler, welcher zwischen den Zuständen *Treiben* und *Rückspeisen* hin und her schaltet und dabei das Vorzeichen der Spannung an der Magnetspule entsprechend der erforderlichen Stromänderungsrichtung einstellt. Der Zustand *Freilauf* wird nicht verwendet. Ein wesentlicher Nachteil der Sigma-Delta-Modulation besteht im Verlauf der Schaltverlustleistung über dem Modulationsgrad. Bei kleinem Modulationsgrad, d. h. wenn der Strom auf einem konstanten Wert gehalten werden soll, stellt sich eine hohe Schaltfrequenz an den Transistoren ein, da dann das Vorzeichen der Spannung mit jedem Taktzyklus wechselt und die Transistoren stark belastet werden. Da bei einer Magnetführung dieser Betriebsfall überwiegt, stellt ein Sigma-Delta-Modulator hier eine schlechte Wahl dar.

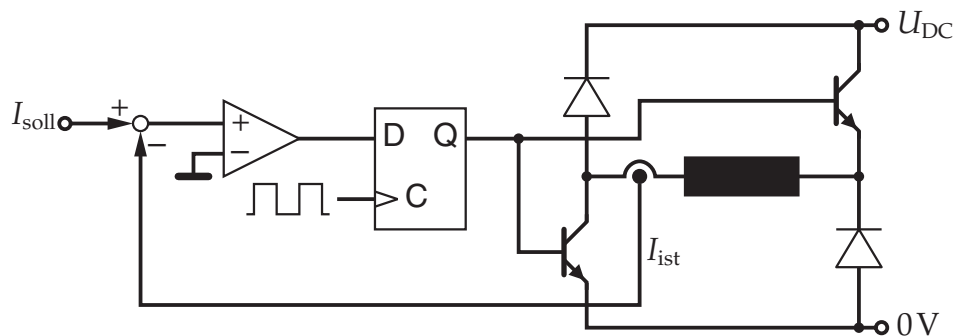


Bild 3.12: Sigma-Delta-Modulator

Eine Variante, welche die Schaltverluste verringert, stellt die Hysterese- oder **Toleranzbandregelung** dar (Bild 3.13). Hierbei wird ein Toleranzband um den gewünschten Strom herum definiert. Das Vorzeichen der Spannung wechselt erst, wenn der Iststrom das Toleranzband verlässt. Aufgrund der fehlenden Taktung läuft der Regler frei und die maximale Schaltfrequenz ergibt sich aus der Breite des Toleranzbandes und der Stromanstiegsgeschwindigkeit. Auch hierbei gibt es einen Zielkonflikt zwischen einer möglichst kleinen Breite des Toleranzbandes und der maximalen Schaltfrequenz der Transistoren. Wiederum gilt, dass im Fall konstanten Stroms die Transistoren stark belastet werden.

Durch die Synchronisation eines Toleranzbandstellers mit einer festen Taktfrequenz lässt sich eine Mischform der beiden Stromstellertypen realisieren, bei welcher die maximale Schaltfrequenz begrenzt ist. Die Magnetführung an der RWTH Aachen ist z. B. mit solchen Stromstellern ausgerüstet [YAH100, WAHN02].

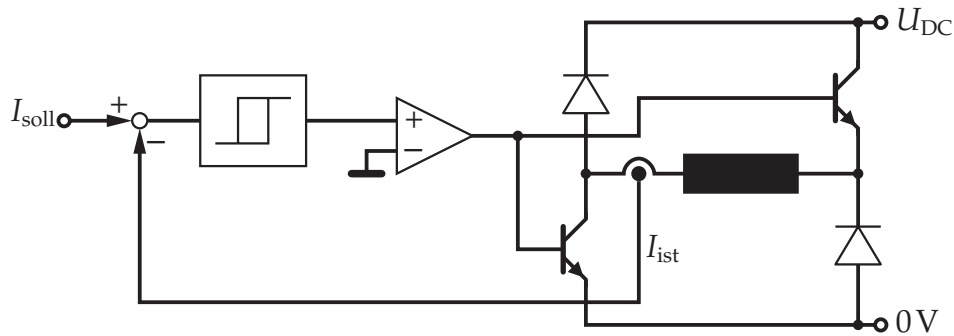


Bild 3.13: Toleranzbandsteller

Vorteilhaft bei diesen Regelverfahren ist der integrierende Charakter, wodurch sie geeignet sind, den gewünschten Sollstrom im Mittel exakt einzustellen, sowie die sehr hohe Regeldynamik, da der einzustellende Sollstrom mit maximaler Spannung angefahren wird. Allerdings besitzen sie den Nachteil einer variablen Schaltfrequenz der Transistoren. Aufgrund der hohen Stromsteilheiten in den Schaltzeitpunkten werden starke Störungen in die Umwelt emittiert, welche insbesondere die Abtastung der Wegsensoren beeinträchtigen. Bei einer variablen Schaltfrequenz ist eine Synchronisation der Schaltzeitpunkte des Stromstellers mit den Abtastzeitpunkten der Wegabtastung nicht realisierbar, wodurch der Signal-Rausch-Abstand der Wegmessung und dadurch die erzielbare Lageregeldynamik der Magnetführung signifikant beeinträchtigt wird [WAHN02].

Stromsteller mit fester Schaltfrequenz

Stromsteller mit fester Schaltfrequenz vermeiden die beschriebenen Probleme größtenteils. Bei der verbreiteten **Pulsdauermodulation** (pulse width modulation, PWM) wird das Puls-Pausen-Verhältnis eines Rechtecksignals fester Frequenz variiert, um die gewünschte mittlere Spannung am Magneten einzustellen. Bild 3.14 zeigt eine solche Schaltung. Im Gegensatz zu den Stromstellern mit variabler Schaltfrequenz, welche direkt einen Zweipunkt-Stromregler beinhalten, muss hier auf einen zusätzlichen linearen Stromregler zurückgegriffen werden. Dieser berechnet aus der aktuellen Stromdifferenz ΔI die erforderliche Spannung U . Durch Vergleich letzterer mit einem Dreiecksignal ent-

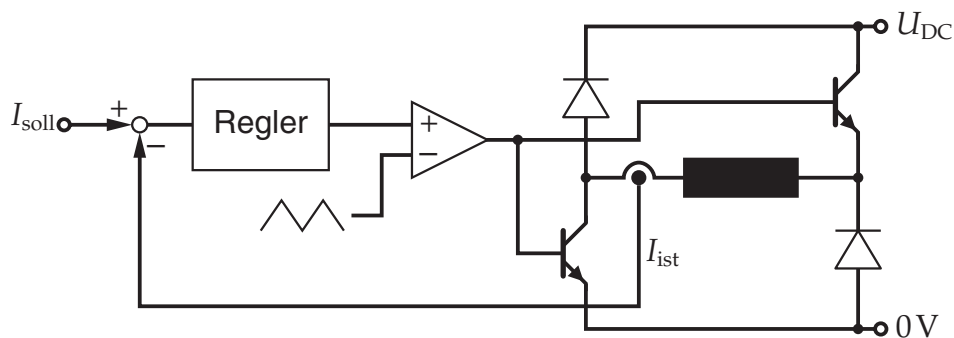


Bild 3.14: PWM-Stromsteller mit Zweipunkt-Modulation

steht eine Pulsfolge, deren Puls-Pausen-Verhältnis sich mit der gewünschten Spannung ändert. Durch die stufenlose Modulierbarkeit der Pulsbreite kann die mittlere Spannung auch bei niedriger Schaltfrequenz genau eingestellt werden.

Bei dieser einfachen Bauform ergibt sich allerdings eine große Stromwelligkeit, da wie bei den Stromstellern mit variabler Schaltfrequenz nur die Schaltzustände *Treiben* und *Rückspeisen* Verwendung finden. Da jeder Transistor pro Taktperiode jedoch lediglich einmal ein- und ausschaltet, ergeben sich nur geringe und vom Modulationsgrad unabhängige Schaltverluste. Diese Ausführung wird in nahezu allen in Serie verfügbaren Vier-Quadranten-Stromstellern für Gleichstrommotoren eingesetzt. Durch die feste Schaltfrequenz ist es beim PWM-Stromsteller sehr einfach möglich, die Wegabtastung mit der Schaltfrequenz zu synchronisieren, wodurch sich die Beeinflussung der Wegmessung minimieren lässt.

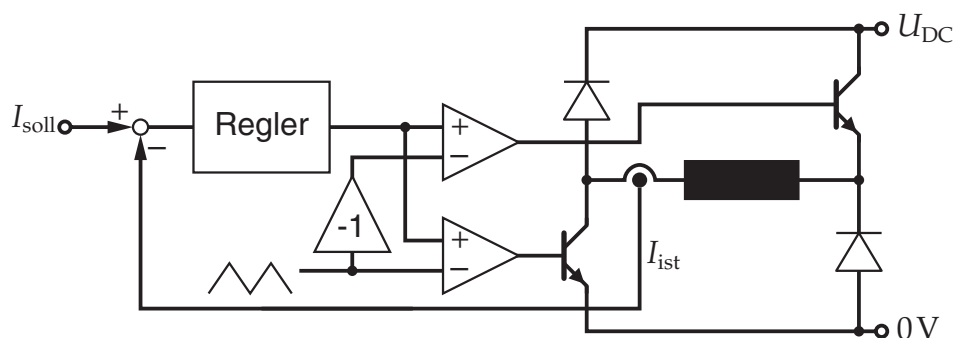


Bild 3.15: PWM-Stromsteller mit Dreipunkt-Modulation

Die PWM-Ansteuerung lässt sich durch Hinzunahme des dritten Schaltzustands *Freilauf* nachhaltig verbessern (Bild 3.15). Dies wird erreicht, indem die beiden Transistoren nicht gemeinsam, sondern wechselseitig getrennt über zwei Signale S_1 und S_2 angesteuert werden. Durch den zusätzlichen Vergleich des Sollwerts mit dem invertierten Dreieckssignal entsteht die zweite Pulsfolge S_2 , welche zu S_1 um 180° phasenverschoben ist, jedoch ihre Pulsbreite gleichphasig ändert. Bild 3.16 verdeutlicht das resultierende Pulsverhalten der Schalter S_1 und S_2 sowie die resultierende Spannung U_{mag} am Magneten in Abhängigkeit von der Sollspannung U_{soll} .

Der Dreipunkt-Stromsteller zeigt große Vorteile gegenüber dem Zweipunkt-Steller. So verdoppelt sich die effektive Schaltfrequenz am Magneten, da pro Taktperiode zwei Spannungspulse am Magneten entstehen, während die Schaltverluste denjenigen des Zweipunkt-Stellers entsprechen. Die wesentliche Motivation für die Verwendung der etwas aufwendigeren Dreipunkt-Ansteuerung liegt jedoch in der Reduzierung der Stromwelligkeit, da sich die Schaltung bei konstantem Sollstrom die meiste Zeit im Zustand *Freilauf* befindet und lediglich die OHMSchen Verluste durch kurze Spannungspulse ausgeglichen werden. Eine Auf- bzw. Abmagnetisierung des Magneten erfolgt durch längeren Verbleib in den Zuständen *Treiben* bzw. *Rückspeisen*.

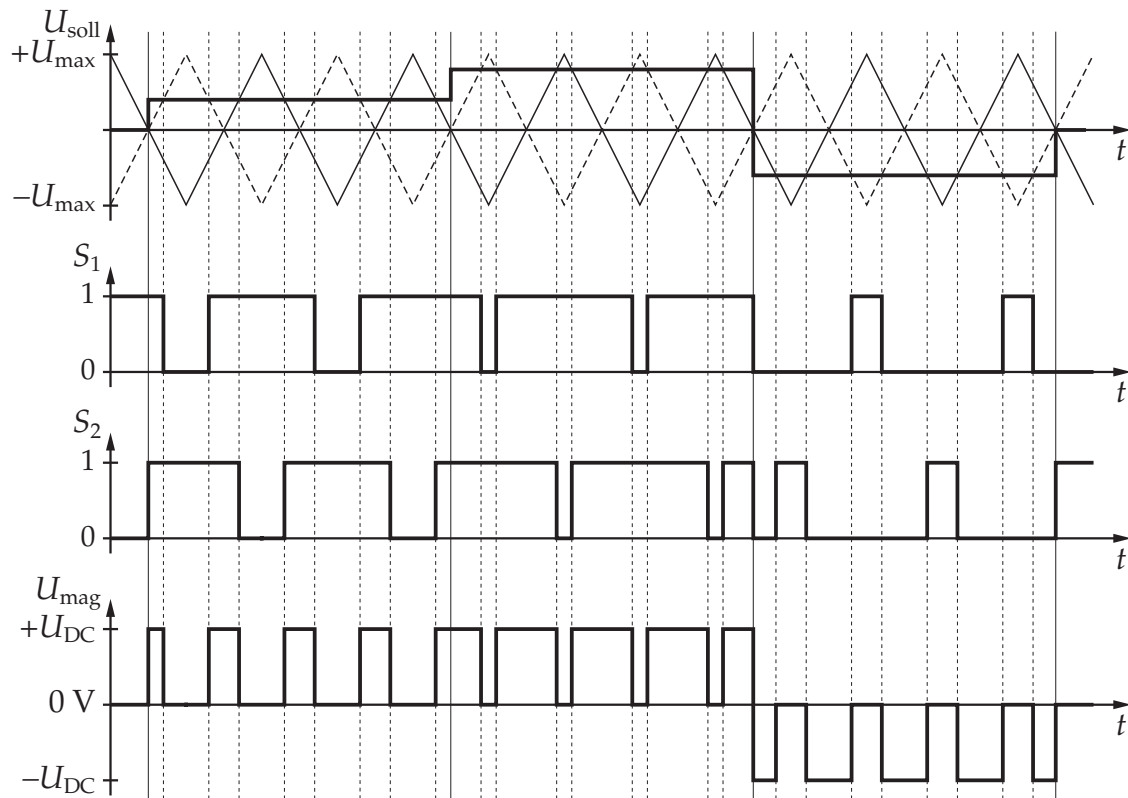


Bild 3.16: Prinzip der Dreipunkt-Pulsweitenmodulation

Eine analytische Untersuchung der Stromwelligkeit getakteter Stromsteller findet sich in [ZHAN95]. Demnach hängt die Stromwelligkeit I_v bei der Zwei-Zustands-Ansteuerung gemäß

$$I_v = \frac{1}{4\sqrt{3}} \frac{U_{DC}}{Lf_s} \quad (3.43)$$

von der Zwischenkreisspannung U_{DC} , der Spuleninduktivität L und der Schaltfrequenz f_s ab. Dies folgt aus dem kontinuierlichen Umschalten zwischen den Zuständen *Treiben* und *Rückspeisen* und der damit verbundenen Umpolung des Magneten zwischen positiver und negativer Zwischenkreisspannung. Insbesondere bei konstantem Strom beträgt der Modulationsgrad ca. 50%, so dass eine große Stromwelligkeit resultiert.

Bei der Drei-Zustands-Ansteuerung hingegen befindet sich der Magnet die meiste Zeit im Zustand *Freilauf*, in welchem im Magnetstromkreis lediglich die Spannung U_{on} über einem Transistor-Dioden-Paar abfällt und der Strom nur langsam abklingt. Die Verluste werden durch extrem kurze, bei konstantem Strom nahezu deltaimpulsförmige Spannungspulse ausgeglichen. Dementsprechend ist die Stromwelligkeit wesentlich geringer und es geht hier nicht die Zwischenkreisspannung U_{DC} , sondern lediglich die Spannung U_{on} ein. Die Drei-Zustands-Ansteuerung offenbart ihre Vorteile somit insbesondere bei großen Zwischenkreisspannungen.

Wiederum nach [ZHAN95] beträgt die Stromwelligkeit dann

$$I_V = \sqrt{\frac{\left(I^2 - 4I \frac{U_{\text{on}}}{R} - 4 \frac{U_{\text{on}}^2}{R^2}\right) \left(\left(2 + \frac{R}{L f_s}\right) e^{-\frac{R}{L f_s}} - 2 + \frac{R}{L f_s}\right)}{2 \left(e^{-\frac{R}{L f_s}} - 1\right)}}. \quad (3.44)$$

Die Reduktion der Stromwelligkeit durch die Verwendung einer Drei-Zustands-Ansteuerung besitzt wesentliche Vorteile für die Dimensionierung der Stromsteller einer Magnetführung. Sie erlaubt eine deutlich geringere Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter, welche quadratisch in die Schaltverluste eingeht. Weiterhin werden die Kondensatoren im Gleichstrom-Zwischenkreis durch die geringere Wechsellast wesentlich weniger belastet, wodurch sie einerseits kleiner dimensioniert werden können und andererseits eine höhere Lebenserwartung besitzen.

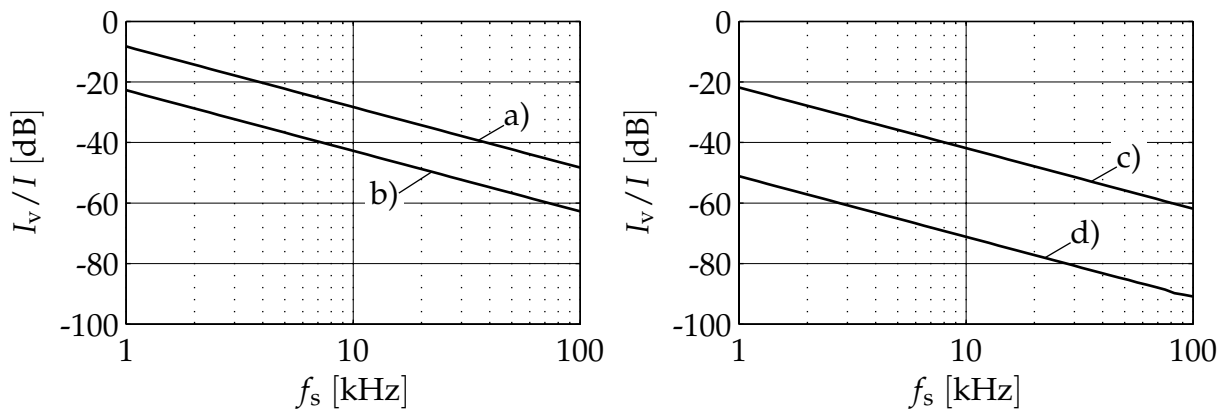


Bild 3.17: Normierte Stromwelligkeit in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz: a) Prototyp-Führung Zweipunkt-PWM; b) Prototyp-Führung Dreipunkt-PWM; c) Maschinenachse Zweipunkt-PWM; d) Maschinenachse Dreipunkt-PWM

Bild 3.17 zeigt beispielhaft den theoretischen Vergleich der normierten Stromwelligkeit I_V/I für die Magnete der Prototyp-Magnetführung ($U_{\text{DC}} = 130 \text{ V}$, $U_{\text{on}} = 4 \text{ V}$, $I = 1,5 \text{ A}$, $R = 1,2 \Omega$, $L = 25 \text{ mH}$) und der Maschinenachse ($U_{\text{DC}} = 560 \text{ V}$, $U_{\text{on}} = 4 \text{ V}$, $I = 10 \text{ A}$, $R = 0,2 \Omega$, $L = 100 \text{ mH}$). Für beide Systeme wurde jeweils die Schaltfrequenz im Bereich von 1 kHz bis 100 kHz variiert. Für die Magnetführung ergibt sich bei gleicher Frequenz eine Reduzierung der Welligkeit um 15 dB, bei der Maschinenachse aufgrund der wesentlich höheren Zwischenkreisspannung sogar um 30 dB.

3.2.4 Stromregler

Übliche Stromregler in kommerziellen Gleichstromstellern sind als PI-Regler ausgeführt, da bei Motoren die drehzahlabhängige EMK ausgeglichen werden muss. Bei einer Magnetführung tritt eine induzierte Spannung hingegen nur als kleiner, parasitärer Effekt bei Änderung des Luftspalts auf. Ein P-Stromregler ist für diesen Fall ausreichend, da

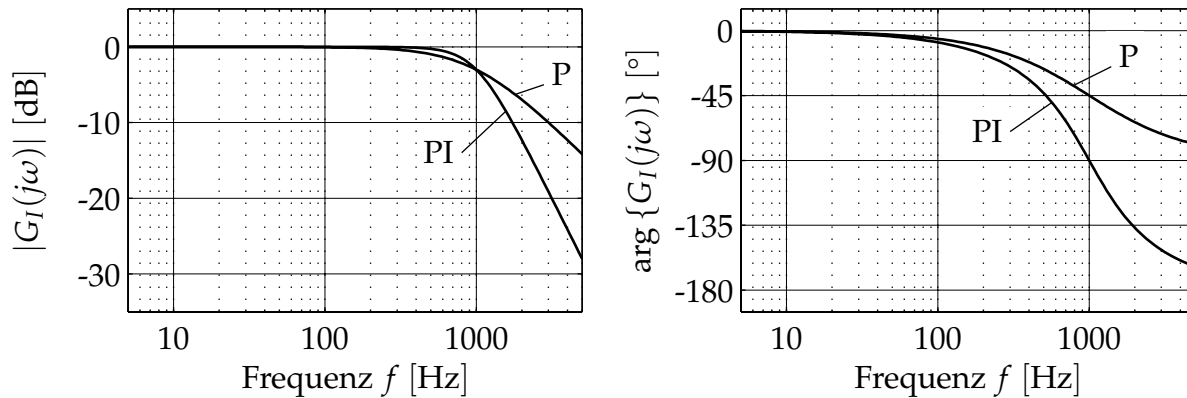


Bild 3.18: Prinzipieller Frequenzgang des Stromregelkreises mit P- bzw. PI-Stromregler

die bleibende Regelabweichung aufgrund des OHMSchen Widerstands der Magnetspule bei einer großen Zwischenkreisspannung vernachlässigbar ist. Bild 3.18 zeigt den Führungs-Frequenzgang beider Stromregelkreise im Vergleich. Durch den zusätzlichen Pol aufgrund des Integralanteils weist der PI-Stromregelkreis ein PT_2 -Verhalten auf und die Phasenverschiebung bei der 3 dB-Grenzfrequenz beträgt 90° . Die reduzierte Systemordnung des reinen P-Stromregelkreises reduziert die Phasenverschiebung bei der 3 dB-Grenzfrequenz auf 45° . Weiterhin ist der P-Stromregler auch bei großer Reglerverstärkung stabil; im Grenzfall degeneriert er lediglich zu einem Sigma-Delta-Modulator. Der PI-Stromregler kann hingegen durch seine Eigendynamik bei einer zu großen Reglerverstärkung – z. B. bei sinkender Induktivität der Magnetspule – leicht instabil werden.

3.2.5 Praktische Realisierung der Stromsteller

Die praktisch realisierbare Baugröße von Stromstellern wird durch kommerziell verfügbare Bauteile vorgegeben. Während für kleinere Steller Feldeffekttransistoren geeignet sind, deren übliche Sperrspannung bis 200 V beträgt, sind für größere Magnetführungen Steller auf der Basis von IGBTs geeigneter. Diese sind kostengünstig für 1200 V Sperrspannung verfügbar, wie sie in kommerziellen, direkt netzgespeisten Frequenzumrichtern mit 560 V Zwischenkreisspannung zum Einsatz kommen. Durch die Verfügbarkeit entsprechender Ansteuerschaltungen [INTE03, CT-C98, RÜED99] ist für beide Baugrößen ein einfacher Aufbau möglich.

Da sich die Anforderungen an die Stromsteller einer Magnetführung von denjenigen für kommerzielle Gleichstrommotoren stark unterscheiden, ist die Verwendung spezieller Stromsteller erforderlich. Im Zuge der Untersuchungen in dieser Arbeit wurden deshalb entsprechend der unterschiedlichen Leistungs- und Aufbauanforderungen für die Prototyp-Führung und die Maschinenachse verschiedene Stromsteller aufgebaut. Tabelle 3.2 listet die technischen Leistungsdaten der beiden Stromsteller auf.

Für die Prototyp-Führung mit ihren eher moderaten Leistungsanforderungen sowie ihrer Zielsetzung als Laboraufbau entstand ein integrierter Aufbau mit Einschub-Modulen

Tabelle 3.2: Leistungsdaten der entwickelten Stromsteller

		Prototyp-Führung	Maschinenachse
Zwischenkreisspannung	U_{DC}	130 V	560 V
Maximalstrom	I_{max}	4 A	50 A
Bemessungsstrom	I_0	1,5 A	10 A
Stromregler		PI	P
3 dB-Bandbreite		500 Hz	2 kHz
Schaltprinzip		Zweipunkt	Dreipunkt
Schaltfrequenz	f_s	45,45 kHz	10 kHz
Wegabtastung		Asynchron	Synchron

zur Ansteuerung der einzelnen Magnete. Die Stromsteller für die Maschinenachse hingegen wurden als industrienahes Modulsystem ausgeführt, welches zur direkten Schaltschrankmontage geeignet ist.

Stromsteller der Prototyp-Führung

Wie die übrige Regelhardware der Prototyp-Führung wurden auch die Stromsteller als 19"-Einschubsystem realisiert (Bild 3.19). Sie basieren auf PWM-geregelten Zweipunkt-Stromstellern mit Feldeffekttransistoren und einem PI-Stromregler. Die verfügbare Scheinleistung je Magnet beträgt ca. 500 VA bei einer Zwischenkreisspannung von 130 V. Entsprechend der Anzahl der Magnete verfügt der Stromsteller über 12 unabhängige Kanäle mit getrennter Stromregelung, wobei jeweils zwei Kanäle auf einer Europakarte integriert wurden. Die Stromsollwerte werden über eine analoge ± 10 V-Schnittstelle vom VME-Regelrechner bereitgestellt.

Zur Minimierung der Stromwelligkeit wurde eine Schaltfrequenz von $f_s = 45,45$ kHz gewählt. Sie stellt ein ungeradzahliges Vielfaches der 5 kHz-Abtastfrequenz der Lageregelung dar, wodurch die Beeinflussung der Wegabtastung durch den getakteten Stromsteller minimiert wird. Es ist jedoch erforderlich, die Steller für die einzelnen Magnete

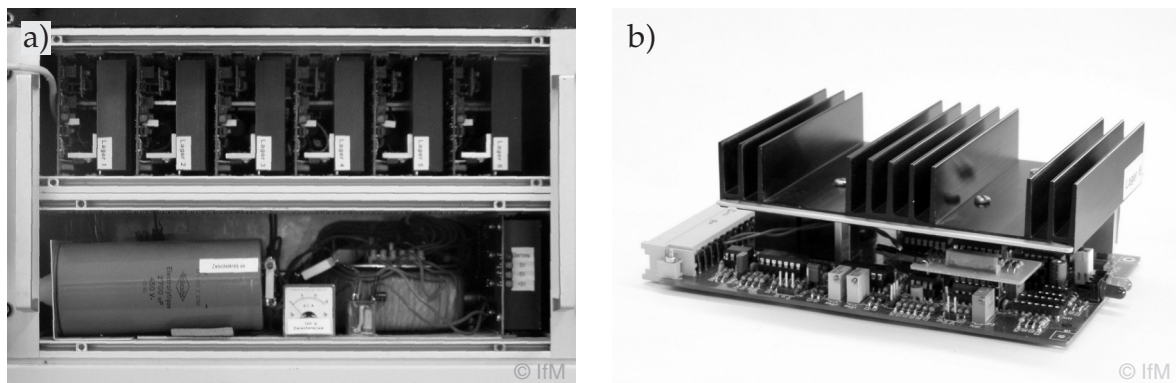


Bild 3.19: Stromsteller der Prototyp-Führung: a) Einschubgehäuse; b) Stromsteller für zwei Magnete

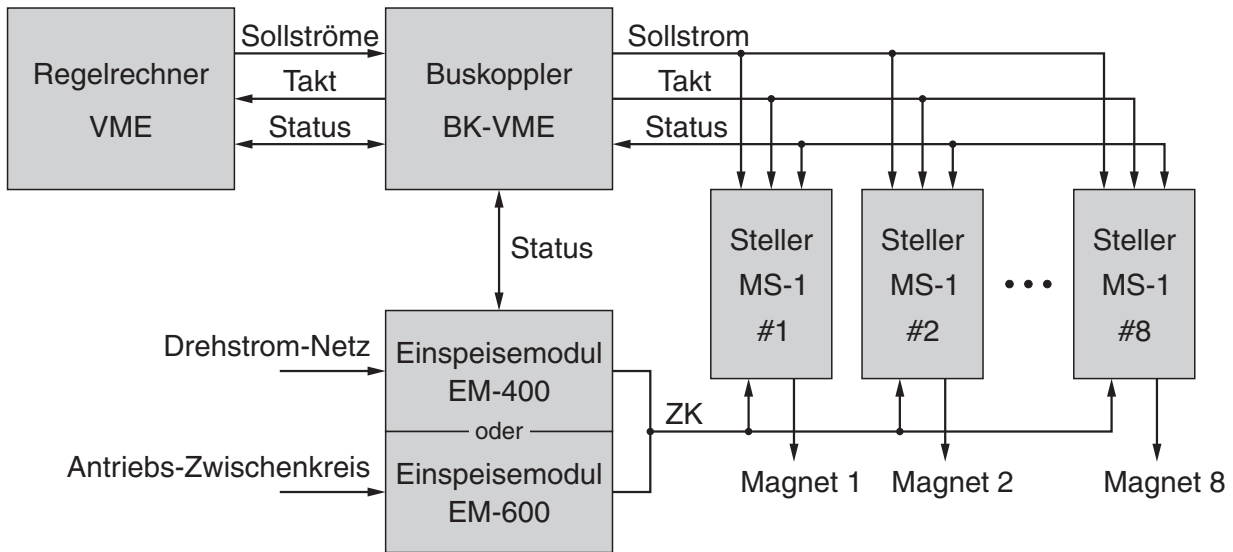


Bild 3.20: Übersichtsdiagramm des Stromstellerkonzepts der Maschinenachse

untereinander zu synchronisieren, da ansonsten durch kleine Frequenzdifferenzen niederfrequente Schwebungen entstehen, welche wiederum die Wegabtaugung stark beeinflussen.

Stromsteller der Maschinenachse

Im Gegensatz zum Laboraufbau der Prototyp-Führung erfordert die Maschinenachse eine industrietaugliche Ausführung der Stromsteller. Die bei einer Scheinleistung von ca. 20 kVA je Magnet erforderliche Verdrahtung erschwert den Aufbau eines integrierten Einschubsystems. Weiterhin ist ein solches nur schlecht für den Schaltschrank-Einbau geeignet, da dort eine große Flexibilität – u. a. auch im Hinblick auf die Kanalzahl – erforderlich ist. Aus diesem Grund wurde ein modulares Stromsteller-System entwickelt, welches auf kompakten Stromstellermodulen basiert. Bild 3.20 zeigt ein entsprechendes

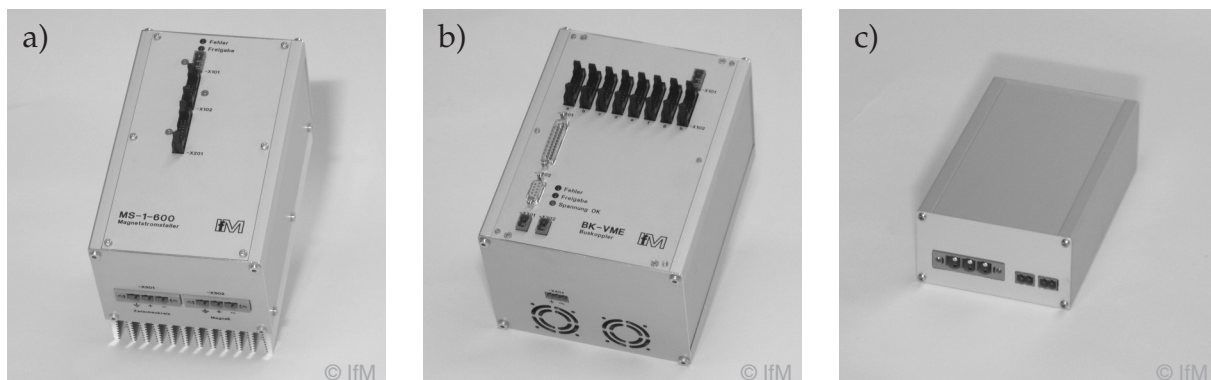


Bild 3.21: Komponenten des Stromstellerkonzepts der Maschinenachse: a) Stromstellermodul MS-1; b) Buskoppler BK-VME; c) Einspeisemodul EM-400 (ohne Zwischenkreis-Kondensatoren)

Übersichtsdiagramm, Bild 3.21 die realisierten Komponenten. Jedes Modul ist für den Anschluss eines Magneten vorgesehen und beinhaltet einen PWM-geregelten Dreipunkt-Stromsteller auf Basis von IGBT-Modulen. Durch den Einsatz unterschiedlicher IGBT-Module ist eine einfache Skalierung des Strombereichs möglich.

Die einzelnen Module sind mit einem Buskopplermodul verbunden, welches die Verbindung zum VME-Regelrechner herstellt. Durch den einfachen Austausch des Buskopplers ist prinzipiell die Verwendung beliebiger Regelhardware möglich. Insbesondere kann bei einer Serienanwendung der Regelrechner in die Gehäuseform des Modulkonzepts integriert werden und den Buskoppler ersetzen. Die hohen geschalteten Leistungen und die niedrigere zulässige Schaltfrequenz eines IGBT-Stromstellers erfordern eine Synchronisation von Lageregler und Stromsteller. Hierzu wird der im Buskoppler erzeugte, quarzstabilisierte Schalttakt des Stromstellers dem Regelrechner als Zeitbasis für die Lageregelung zugeführt. Durch die konstante Phasenbeziehung von Schaltzeitpunkten und Wegabtastung ist eine gegenseitige Beeinflussung ausgeschlossen.

Der Zwischenkreis zur Versorgung der Stellermodule ist in der Standardausführung für eine Spannung von $U_{DC} = 560 \text{ V}$ ausgelegt. Durch Verwendung unterschiedlicher Einspeisemodule kann die Versorgung des Zwischenkreises auf zwei verschiedene Arten erfolgen. Das Einspeisemodul EM-400 erlaubt den direkten Anschluss an ein gleichgerichtetes 400 V-Drehstromnetz. Eine mögliche Reduzierung des Hardware-Aufwands ergibt sich bei Anschluss der Stromsteller an den Zwischenkreis der Achsantriebe über das Einspeisemodul EM-600. Die bei der Werkzeugmaschine eingesetzten Antriebsregler vom Typ SIMODRIVE 611 besitzen bereits einen leistungsfähigen 560 V-Zwischenkreis in Bus-Ausführung [SIEMO1], welcher durch die geringe erforderliche Wirkleistung für die Versorgung der Stromsteller der Magnetführung mitverwendet werden kann.

3.2.6 Messungen an den Stromstellern

Zur Verdeutlichung der Regeleigenschaften der für die Maschinenachse entwickelten Stromsteller mögen die folgenden Messungen beitragen. Bild 3.22 zeigt den gemessenen, auf den Sollstrom bezogenen Frequenzgang des Iststromes und der magnetischen Induktion für verschiedene Stromamplituden. Für $\hat{I} \leq 1 \text{ A}$ zeigt sich keine Stellgrößenbegrenzung. Dort ist der Einfluss der 1,5 kHz-Tiefpassfilterung des Iststroms im Regler sichtbar: Für Frequenzen von ca. 1 kHz überhöht die Amplitude minimal und die Phase bleibt über einen weiten Frequenzbereich konstant. Die Filterung hat somit neben der Störunterdrückung auch einen positiven Einfluss auf die Dynamik der Stromregelung. Die Amplitude der Induktion folgt aufgrund der nur minimalen Wirbelstromverluste im Magnetmaterial der Stromamplitude bis in hohe Frequenzen mit nur geringer Phasenverschiebung. Für ansteigende Stromamplituden beginnt der Stromsteller zu übersteuern und der Frequenzgang bricht ein. Jedoch kann selbst eine Stromamplitude von $\hat{I} = 10 \text{ A}$ bis zu einer Frequenz von 200 Hz unverzerrt bereit gestellt werden. Die Messung korreliert qualitativ sehr gut mit entsprechenden Simulationen [WAHNO2, S. 50] und

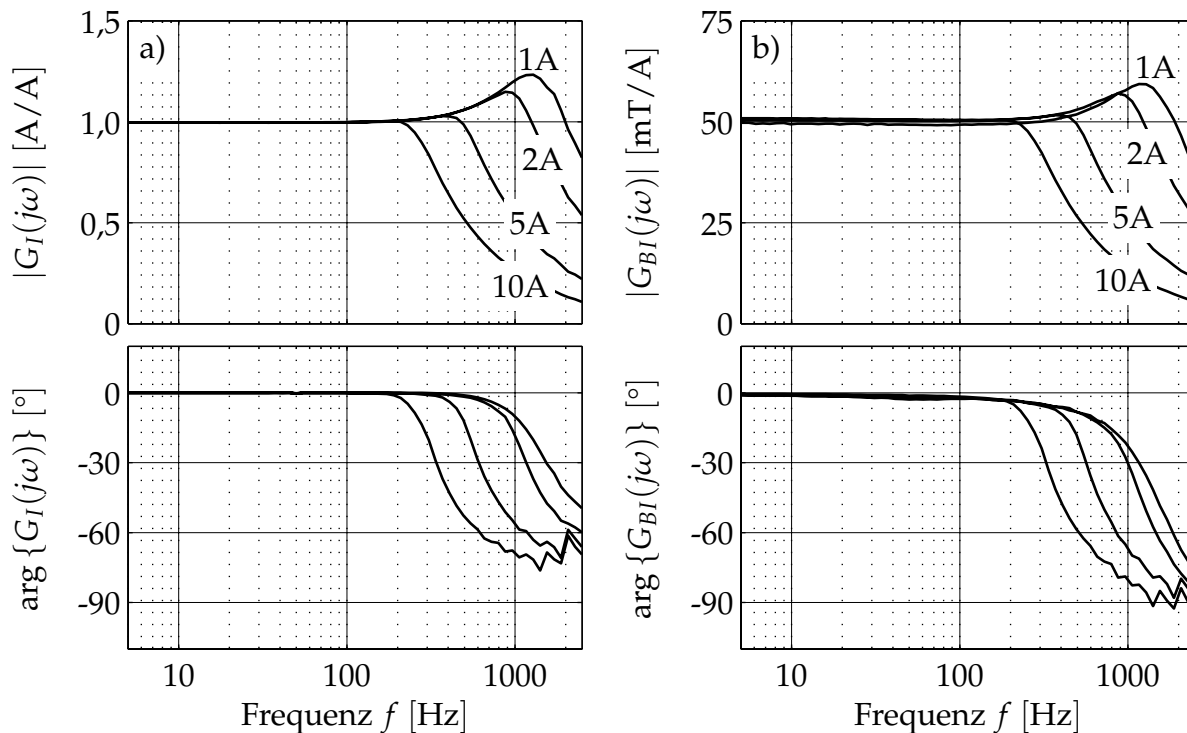


Bild 3.22: Gemessener Frequenzgang eines Magneten der Maschinenachse bei variabler Sollstromamplitude: a) Iststrom; b) strombezogene magnetische Induktion ($I_0 = 15 \text{ A}$, $s = 0,8 \text{ mm}$)

zeigt, dass auch mit einem PWM-Stromsteller ein einem Toleranzbandsteller vergleichbares dynamisches Verhalten erzielt werden kann.

Bild 3.23 zeigt das Folgeverhalten der Stromregelung bei rechteckförmigem Sollstrom. Der Stromsteller übersteuert zunächst bis zur Maximalspannung und der Iststrom sowie die magnetische Induktion steigen rampenförmig an bis zum Erreichen des Sollwertes. Das Überschwingen ist trotz der Übersteuerung minimal, ein weiterer Vorteil des energiespeicherlosen P-Reglers. Die Stromwelligkeit ist sowohl bei großen wie auch bei kleinen Strömen nur gering. Das Regelverhalten für sinusförmige Sollwerte zeigt Bild 3.24. Hier wurden die Sollwerte mit einer Frequenz von 10 kHz generiert, weshalb die Spannung einen sägezahnförmigen Verlauf zeigt. Offensichtlich folgt der Iststrom wie auch die magnetische Induktion sehr gut dem Sollverlauf; die Verzerrungen sind vernachlässigbar. Der Iststrom erreicht bei diesem Signal jeweils in einem einzigen Modulationsschritt von $100 \mu\text{s}$ den Sollstrom.

3.3 Sensorik

Die Genauigkeit der Regelung einer Magnetführung wird maßgeblich durch die Sensoren zur Bestimmung des augenblicklichen Bewegungszustands, insbesondere der Lage des Schlittens relativ zu den Führungsschienen, beeinflusst. Die erzielbare Dämpfung

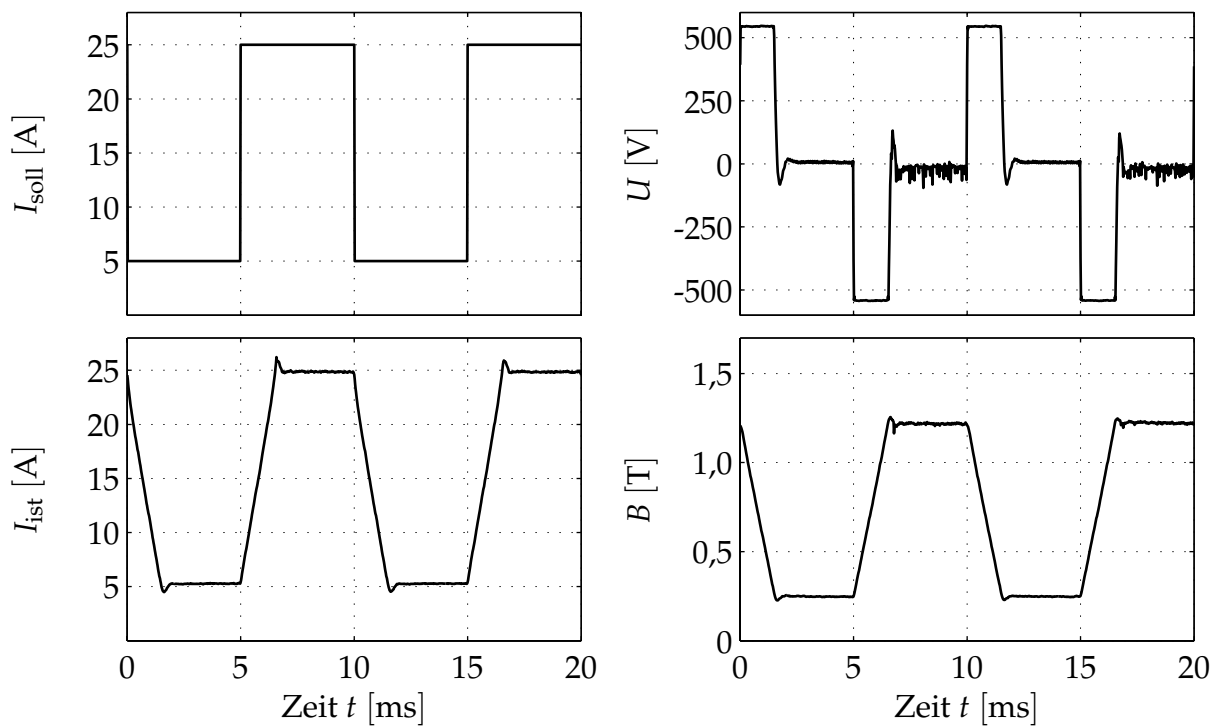


Bild 3.23: Gemessener Sollstrom-, Iststrom-, Spannungs- und Induktionsverlauf bei rechteckförmigem Sollstrom ($f = 100$ Hz)

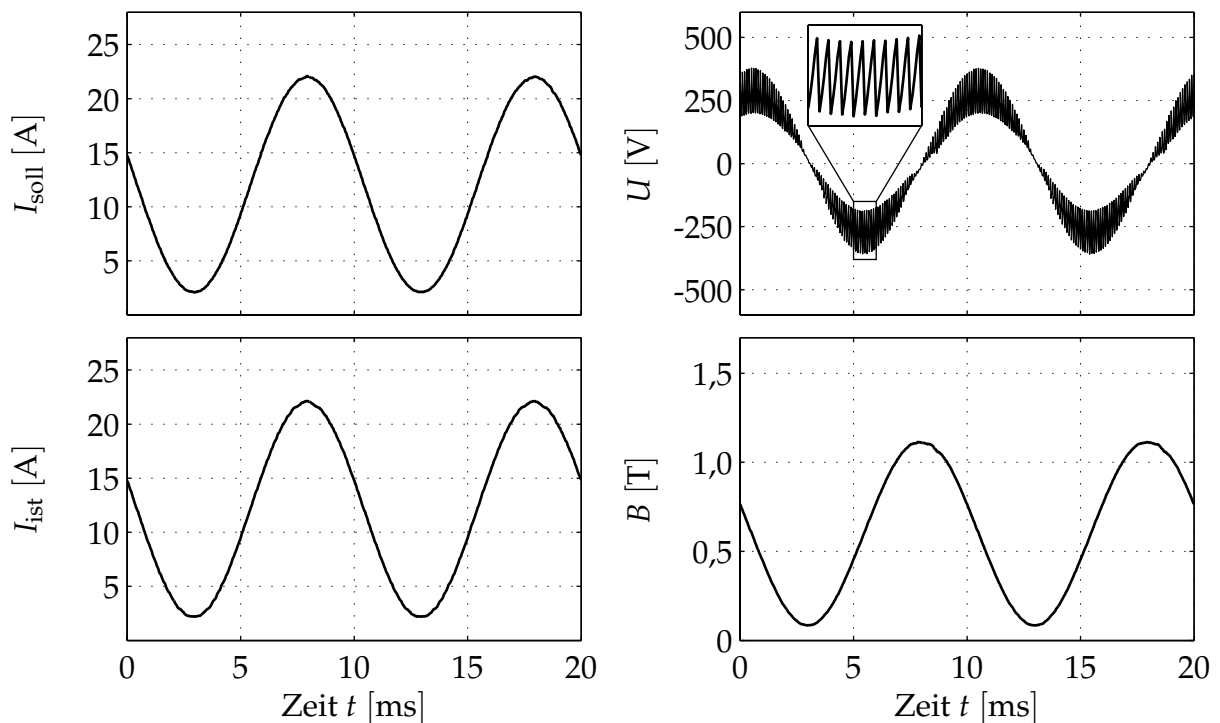


Bild 3.24: Gemessener Sollstrom-, Iststrom-, Spannungs- und Induktionsverlauf bei sinusförmigem Sollstrom ($f = 100$ Hz), H0-modulierte Vorgabe der Sollwerte mit 10 kHz

hingegen ist durch die Genauigkeit der Geschwindigkeitsmessung begrenzt. Aus diesem Grund ist eine umfangreiche, präzise und rauscharme Sensorik maßgeblich für den Erfolg des Einsatzes von magnetgeführten Maschinenachsen.

3.3.1 Wegsensorik

Die Messung des Luftspaltes einer Magnetführung erfordert ein berührungsloses Messsystem mit hoher Auflösung bei gleichzeitig hoher Dynamik und geringer Störanfälligkeit. Verschiedene Sensorprinzipien stehen zur Auswahl, insbesondere optische, kapazitive und induktive Sensoren. Zwar verfügen optische Sensoren über eine hohe Auflösung, ihr Einsatz in der rauen Umgebung einer Werkzeugmaschine ist jedoch schwierig. Aus demselben Grund sind hochgenaue kapazitive Sensoren schlecht geeignet, da diese eine hohe Anfälligkeit gegen elektromagnetische Störungen und Verschmutzungen aufweisen, wie sie in einer Werkzeugmaschine mit leistungsstarken Antrieben zuhauf auftreten.

Robustestes Messverfahren stellt die induktive Abstandsmessung nach dem Wirbelstromprinzip dar. Hierbei wird die *Abnahme* der Induktivität einer Messspule bei Annäherung an ein elektrisch leitfähiges Material ausgewertet. Dieses Prinzip muss unterschieden werden von demjenigen der rein induktiven Wegmessung, bei der die *Zunahme* der Induktivität bei Annäherung an ein ferromagnetisches Material ausgewertet wird. Während Wirbelstromsensoren eine Messfrequenz im MHz-Bereich verwenden, arbeiten induktive Sensoren bei deutlich geringeren Frequenzen im kHz-Bereich und sind dadurch wesentlich störanfälliger, vor allem auch durch Interferenz mit der Schaltfrequenz der Stromsteller. Kommerzielle Wirbelstromsensoren sind weit verbreitet und in vielerlei Ausführungen und Messbereichen verfügbar. Die häufigste Ausführung besteht aus einer vergossenen Sensorspule und einer hiervon abgesetzten, meist ebenfalls vergossenen Auswerteeinheit. Die elektrische Schnittstelle wird durch eine -24 V -Versorgung gebildet.

Da die Empfindlichkeit von Wirbelstromsensoren stark von der Leitfähigkeit des Zielmaterials abhängt [VIBR99a, VIBR99b], reagieren diese empfindlich auf Inhomogenitäten im Material. Beim Längsverfahren einer Magnetführung ist deshalb die Genauigkeit der Positionierung neben der Oberflächengenauigkeit auch von der Homogenität der Leitfähigkeit der Sensorzielfläche abhängig. Messungen zeigen, dass bei Stahl aufgrund der inhomogenen Struktur des Materials Messfehler bis zu $50\text{ }\mu\text{m}$ möglich sind. Gut leitfähige Materialien wie Aluminium hingegen zeigen nur geringe Messabweichungen im Bereich weniger Mikrometer. Aus diesem Grund ist zur Erzielung einer hohen Präzision die Verwendung einer speziellen, homogenen Sensorschiene mit hoher Oberflächenebenheit unabdingbar. Da weiter für das Magnetmodell die Kenntnis des exakten Luftspalts und somit eine möglichst gute Kollokation von Sensoren und Aktoren erforderlich ist, wird die Sensorschiene optimalerweise unmittelbar neben der zugehörigen Ankerschiene angeordnet (vgl. Bilder 3.9b, 3.25a).

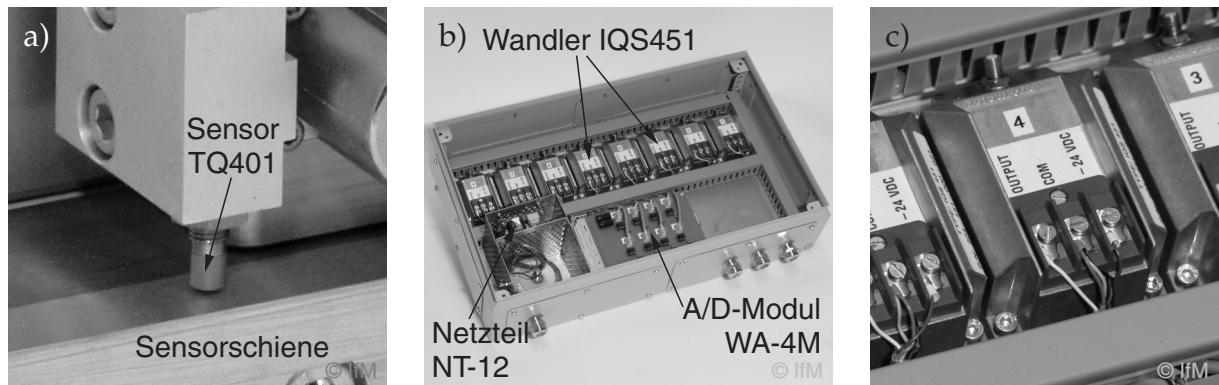


Bild 3.25: Wegsensorik der Maschinenachse: a) montierte Sensorspule; b) Wandlereinheit WA-4M; c) Auswerteooszillator

Zur Erzielung einer hohen Regelgüte ist ein rauscharmes Wegsignal erforderlich, weshalb die adäquate Verkabelung der Wegsensoren und die Abtastung ihrer Ausgangssignale einen wichtigen Aspekt darstellt. Große Leitungslängen für die analogen Messsignale, insbesondere bei Leitungsführung parallel zur Leistungsverkabelung, sind hierbei kontraproduktiv. Eine optimierte Sensorkonfiguration mit Vor-Ort-Abtastung der Wegsignale stellt eine aus EMV-Sicht günstigere Lösung dar. Durch Integration der A/D-Wandler in eine semi-intelligente Abtasteinheit ist es möglich, ein kompaktes, praktisch einfach zu applizierendes Konzept zu realisieren.

Es wurde im Rahmen dieser Arbeit eine solche abgesetzte Sensoreinheit entwickelt, welche den unmittelbaren Anschluss kommerziell verfügbarer Wirbelstromsensoren ermög-

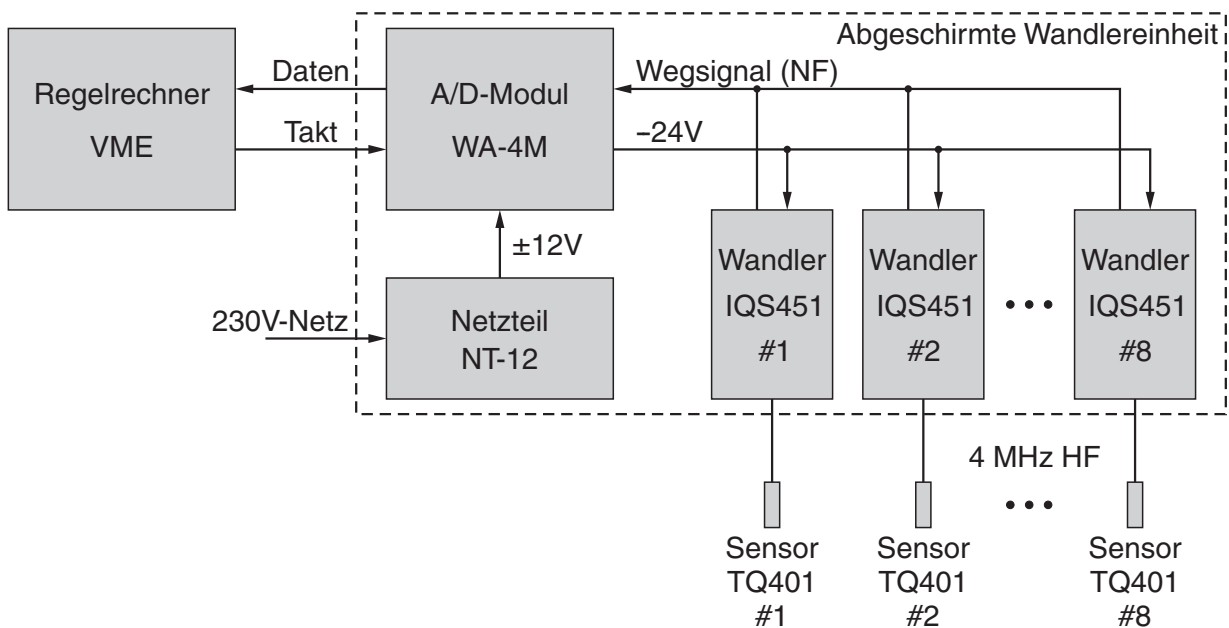


Bild 3.26: Realisiertes Anschlusskonzept der Wegsensoren unter optimierter EMV-Betrachtung

licht (Bild 3.25). Bild 3.26 zeigt das Schaltungskonzept mit dem zentralen A/D-Modul WA-4M. Durch dessen räumliche Integration mit den Signalwandlern der Wegsensoren in ein abgeschirmtes Gehäuse werden die Einstrahlungen auf die NF-Wegsignale minimiert. Lediglich die über ein 4 MHz-HF-Signal mit den Signalwandlern verbundenen Sensorspulen und die digitale Datenübertragung zum Regelrechner befinden sich außerhalb des Gehäuses. Letztere erfolgt über eine proprietäre, synchrone serielle Schnittstelle mit einer Datenrate von 4 MBit/s. Als A/D-Wandler kommen hochqualitative, rauscharme Wandler aus dem Audio-Bereich zum Einsatz. Eine Auflösung von 16 Bit ist an dieser Stelle unumgänglich, da ansonsten das Quantisierungsrauschen die Regelung stark beeinflusst. Die Totzeit der Abtastung inklusive der Übertragung in den Regelrechner beträgt weniger als 50 μ s.

3.3.2 Beschleunigungssensorik

Neben der Lage stellt die momentane Geschwindigkeit eine wesentliche Zustandsgröße bei der Regelung mechanischer System dar. Zur direkten Messung der Geschwindigkeit müsste dabei ein Sensor verwendet werden, der diese unmittelbar aus einem physikalischen Zusammenhang bestimmt. Bekanntestes Messprinzip ist die durch die Bewegung einer Spule induzierte Spannung. Industriell besitzen solche Sensoren allerdings nur eine Randbedeutung. Verbreiteter als Geschwindigkeitssensoren sind Beschleunigungssensoren, welche in weiten Bereichen der Schwingungsmesstechnik eingesetzt werden und in vielen Ausführungen und Preisklassen verfügbar sind. Beschleunigungssensoren werten die Trägheitskräfte einer Testmasse aus. Zwei Sensorprinzipien sind hierbei vorherrschend. Einerseits sind dies piezoelektrische Sensoren, welche die Kraft aus der Ladungsverschiebung in einem Piezo-Kristall auswerten. Ein anderes, preisgünstigeres Messprinzip verwenden integrierte mikromechanische Sensoren [ANAL98], welche insbesondere im Automobilbereich eine starke Verbreitung haben. Diese verwenden üblicherweise eine aktive Lageregelung der Testmasse mittels elektrostatischer Kräfte und sind monolithisch ausgeführt, d.h. Sensor und Elektronik befinden sich in einem IC-Gehäuse auf einem einzigen Die.

Auf dem Markt erhältliche, industrielle Geschwindigkeitssensoren basieren zumeist ebenfalls auf der Messung der Beschleunigung. Diese wird innerhalb des Sensors durch einen Kurzzeit-Integrator aufintegriert und als hochpassgefiltertes Geschwindigkeitssignal ausgegeben. Für die Verwendung an einer Magnetführung ist es jedoch sinnvoll, diese Integration nicht innerhalb des Sensors zu vollziehen, sondern zunächst die Beschleunigung zu messen und dieses Signal dann innerhalb des Reglers zur Geschwindigkeit aufzuintegrieren. Dieses Vorgehen ist insbesondere im Hinblick auf das Rauschverhalten der Sensoren vorteilhaft. Die Integration im Regler wirkt bereits als effektiver Tiefpassfilter gegen Messrauschen, wohingegen eine Geschwindigkeitsmessung ggf. einen externen Filter benötigt.

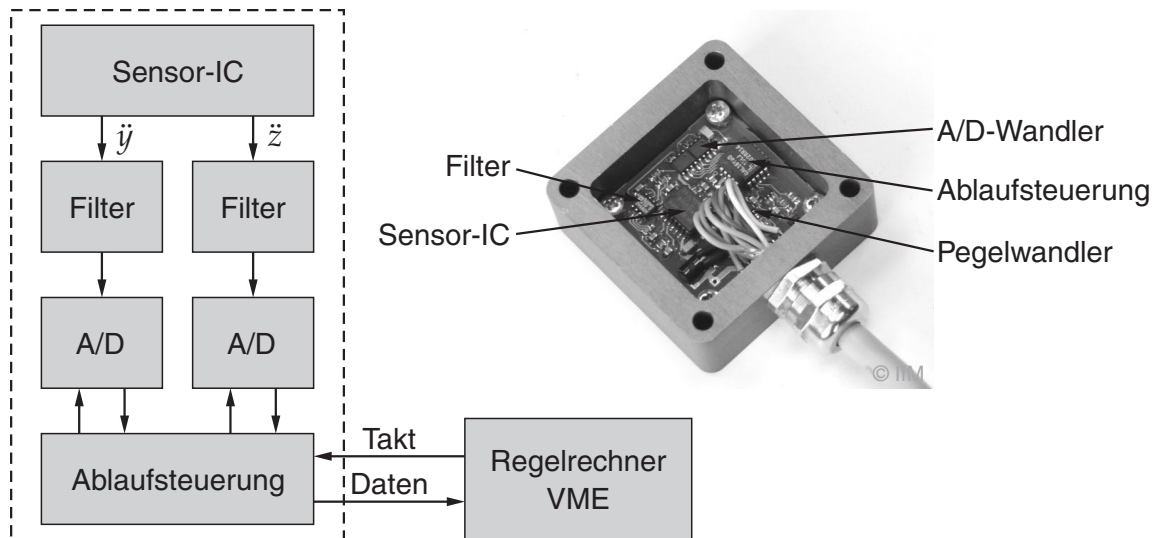


Bild 3.27: Zweiachs-Beschleunigungssensor mit serieller SSI-Schnittstelle

Ein wesentliches Kriterium bei der Auswahl eines Beschleunigungssensors stellt im Werkzeugmaschinenbereich die Störfestigkeit dar. Elektromagnetische Störungen aus den zahlreich und auf engem Raum vorhandenen Zuleitungen zu aktiven Komponenten, insbesondere den getaktet betriebenen Antrieben, erschweren die elektrische Messung von Basisbandsignalen. Die industriell weit verbreiteten Piezo-Beschleunigungsaufnehmer stellen als elektrische Messgröße zunächst lediglich eine Ladungsmenge bereit, welche durch einen Ladungsverstärker aufgenommen und in ein Spannungssignal umgeformt wird. Die Ladungsübertragung über längere Strecke ist stark störanfällig, weswegen heutzutage meist im Sensor integrierte Ladungsverstärker eingesetzt werden.¹ Die hierbei entstehenden Ausgangsspannungen sind jedoch recht gering und für eine hohe Auflösung ist eine Auswertung im Millivolt-Bereich erforderlich. Versuche mit ICP[®]-Sensoren haben gezeigt, dass ihr Einsatz bereits an der Prototypen-Führung nur eingeschränkt und bei von den Leistungszuleitungen getrennter Kabelführung möglich ist.

Ein besserer Ansatz besteht hingegen darin, auch diese Messsignale bereits vor Ort abzutasten und die Sensoren über eine digitale Übertragungsstrecke anzuschließen. Diese ist bei Verwendung einer differenziellen Übertragung unanfällig gegenüber EMV-Einflüssen und kann nahezu beliebige Entfernungen überbrücken. Eine genormte Schnittstelle zum digitalen Anschluss von Sensoren stellt die SSI-Schnittstelle² dar. Hierbei wird vom Regelrechner ein Taktsignal generiert, auf welches der Sensor mit einem Datenwort antwortet. Die Datenwortlänge kann bis zu 32Bit betragen. Die praktische Ausführung eines solchen Sensors wird durch die einfache Verfügbarkeit kostengünstiger A/D-Wandler mit SSI-kompatiblem seriellen Ausgang erleichtert.

¹Eine Quasi-Norm stellt das von PCB Piezotronics eingeführte *Integrated Charge Preamp* Anschluss-system ICP[®] dar. Hierbei wird der Sensor durch Konstantstrom versorgt und die Versorgungsspannung mit der Signalspannung moduliert.

²Synchronous Serial Interface

Für die Maschinenachse wurde ein zweiachsiger Beschleunigungssensor mit SSI-Schnittstelle auf Basis eines mikromechanischen Sensors entwickelt (Bild 3.27). Die gemessene Beschleunigung wird bandpassgefiltert, da eine statische Beschleunigungsmessung nicht erforderlich ist, mit 12 Bit abgetastet und digital über eine differenzielle Leitung an den Regelrechner übermittelt. Eine spezielle Ablaufsteuerung übernimmt die versetzte Ansteuerung der beiden A/D-Wandler und verschachtelt dabei die Signale beider Messachsen in ein einziges Datenwort.

3.3.3 Einfluss der Sensorauflösung

Die Messauflösung und das Rauschverhalten von Weg- und Beschleunigungssensorik sollte aufeinander abgestimmt sein, um ein optimales Regelverhalten zu erzielen. Bild 3.28 zeigt den entsprechenden Einfluss auf die beobachtete Lage der Magnetführung. Hierzu wurde der später unter 4.7 gezeigte Regelkreis simuliert, die Messstörungen in Form von weißem Rauschen variabler Amplitude aufgeschaltet und die resultierende Wegabweichung ausgewertet.

Die Streuung des gemessenen Wegsignals wurde im Bereich von $\sigma_q = 1 \text{ nm} \dots 1 \mu\text{m}$ variiert. Für die verwendeten Wegsensoren liegt sie bei ca. $\sigma_q \approx 0,5 \mu\text{m}$. Zusätzlich wurde die Streuung des Beschleunigungssignals im Bereich von $\sigma_{\ddot{q}} = 1 \text{ mm/s}^2 \dots 1 \text{ m/s}^2$ variiert und die resultierende Streuung $\sigma_{q_{\text{ist}}}$ der Regelabweichung ermittelt. Die Simulationsergebnisse zeigen eine Ähnlichkeit des Rauscheinflusses beider Sensoren, wobei die Reduzierung des Rauschens eines einzelnen Sensors ab einem gewissen Schwellenwert keine nennenswerten Vorteile bringt. Für die verwendeten Wegsensoren beträgt das Wegrauschen ca. $\sigma_q = 0,5 \mu\text{m}$, so dass dieser Schwellenwert bei einem Messrauschen des Beschleunigungssensors von ca. $\sigma_{\ddot{q}} \approx 0,3 \text{ m/s}^2$ liegt. Die entwickelten Beschleunigungssen-

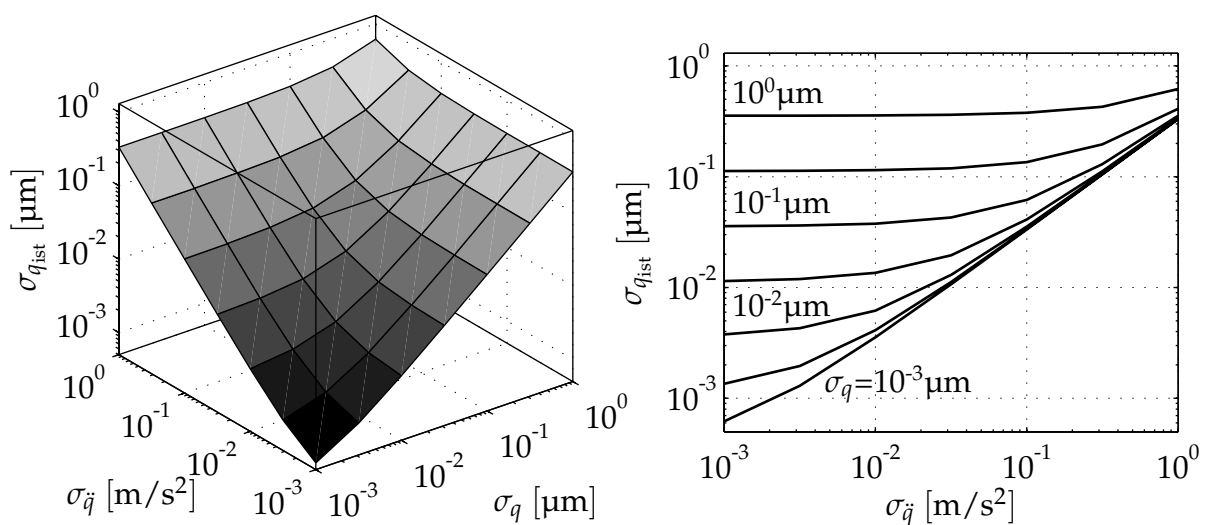


Bild 3.28: Einfluss des Messrauschens von Beschleunigungs- und Wegsensor auf die Lage des Führungsschlittens

soren weisen ein Messrauschen von ca. $0,33 \text{ m/s}^2$ auf, sind also gut an die Erfordernisse angepasst. Tabelle 3.3 fasst die Kenndaten der beiden eingesetzten Sensortypen noch einmal zusammen.

3.4 Regelungsumgebung

Magnetführungen als unregelt inhärent instabile Systeme erfordern im praktischen Einsatz eine sichere Regelungsplattform. Anders als beim Ausfall der Regelung eines Antriebssystems, wo im schlimmsten Fall „lediglich“ der Achsschlitten unkontrolliert in den Endanschlag fahren kann, setzt eine Magnetführung beim Ausfall der Regelung auf. Für das normale Absetzen im Ruhezustand sind hierzu neben den Ankerschienen der Magnete Fanglager vorzusehen, auf denen sich der Schlitten abstützen kann. Bei Ausfall der Regelung während schneller Vorschubbewegungen ist eine Beschädigung der Maschine hingegen sehr wahrscheinlich. Aus diesem Grund muss eine hochgradig zuverlässige Hardware- und Softwareplattform zum Einsatz kommen. Die industrielle Umsetzung erfordert weiterhin, dass es sich hierbei um Komponenten handelt, die für einen industriellen Schaltschrankbau geeignet sind.

3.4.1 Hardwarestruktur

Als Regelplattform wurde für die Maschinenachse ein VME-System gewählt. Für dieses stehen zahlreiche Schnittstellenkarten zur Verfügung bzw. sind diese einfach entwickelbar. Als CPU-Board ist eine PowerPC-Prozessor basierte Motorola MVME2700-Prozessorkarte mit 366 MHz Taktfrequenz installiert. Die Ein- und Ausgabe erfolgt über diverse Trägerkarten auf VME- und IP-Basis. Bild 3.29 gibt einen Überblick über die verwendeten Karten.

Die Verbindung zur Schaltschrankverdrahtung der Antriebsregelung und der kommerziellen CNC-Steuerung wird mittels einer IP-Karte über optisch entkoppelte 24 V-Signale hergestellt, welche zusammen mit der SSI-Empfängerkarte für die Beschleunigungssen-

Tabelle 3.3: Kenndaten der verwendeten Sensoren

	Wegsensoren	Beschleunigungssensoren
Kanalzahl	8×1	4×2
Messbereich	0... 1 mm (Aluminium)	$\pm 95 \text{ m/s}^2$
Frequenzbereich	0... 20000 Hz	10... 1000 Hz
A/D-Wandlerauflösung	16 Bit	12 Bit
Messauflösung	$0,03 \mu\text{m/Bit}$	$0,048 \text{ m/s}^2/\text{Bit}$
Messrauschen	$0,5 \mu\text{m}$	$0,33 \text{ m/s}^2$

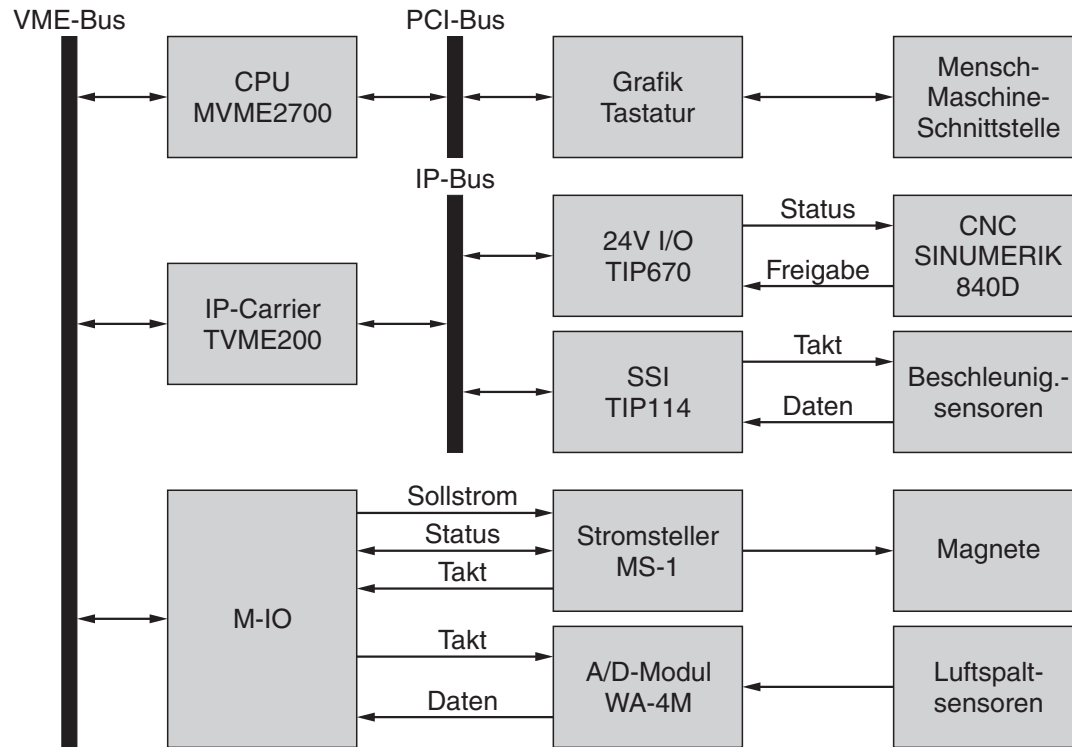


Bild 3.29: Übersichtsdiagramm der Hardwarekomponenten

soren auf einem eigenen I/O-Bus angeordnet ist. Über diese Karte erfolgt auch die tastengesteuerte Bedienung der Magnetführung im Einrichtbetrieb.

Für die Kommunikation mit der Magnetführung selbst wurde die leistungsfähige VME-Karte M-IO entwickelt (vgl. Bild 3.30), welche neben der seriellen Kommunikation mit den WA-4M A/D-Wandlern auch die D/A-Wandler zur Ausgabe der Sollströme an die MS-1 Stromsteller sowie die Taktsynchronisation mit diesen bereitstellt. Die Karte unterstützt bis zu 16 Sensorsignale und 12 Analogausgänge und realisiert interruptgesteuert die Überwachung der Stromsteller. Weiterhin läuft an dieser Stelle die Taktsynchronisation der Wegsensoren mit den Stromstellern zusammen.

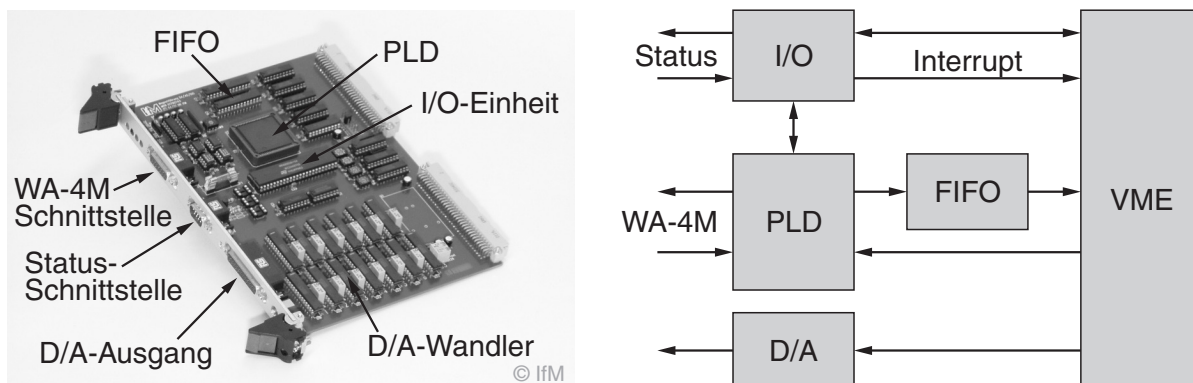


Bild 3.30: VME-Karte M-IO zur Regelung der Magnetführung



Bild 3.31: Schaltschrank für die Magnetführung der Maschinenachse

Die Anordnung der Komponenten im Schaltschrank zeigt Bild 3.31. An der Rückwand sind die einzelnen Stromsteller um den Buskoppler und das Einspeisemodul mit den Zwischenkreiskondensatoren herum gruppiert. Der Regelrechner hingegen befindet sich in einem vorgelagerten Schwenkrahmen. Die abgesetzte WA-4M-Wandlereinheit hingegen ist außerhalb des Schaltschranks auf dem Maschinengestell und damit möglichst nah am Einbauort der Wegsensoren montiert.

3.4.2 Softwarestruktur

Neben einer zuverlässigen Hardwareplattform erfordert die Regelung der Magnetführung ein hochgradig zuverlässiges Echtzeit-Betriebssystem. Dies muss in der Lage sein, neben einem hochabstastenden Regler auch die niederpriorären Aufgaben ohne Zeitverzögerung auszuführen. Für die realisierten Regelungen wurde auf das an der Universität Hannover entwickelte Echtzeitbetriebssystem RTOS-UH³ zurückgegriffen, welches zur Zeit das in Betriebssicherheit und Reaktivität weltweit leistungsfähigste Betriebssystem darstellt [GERT99, WOLTO2].

RTOS-UH basiert auf einem prioritätsgesteuerten Task-Konzept, bei welchem die CPU-Zeit aufgrund der Priorität einer Task vergeben wird. Hierdurch unterscheidet es sich von zahlreichen anderen Echtzeitsystemen, welche eher eine zeitscheibengesteuerte

³Real Time Operating System – Universität Hannover

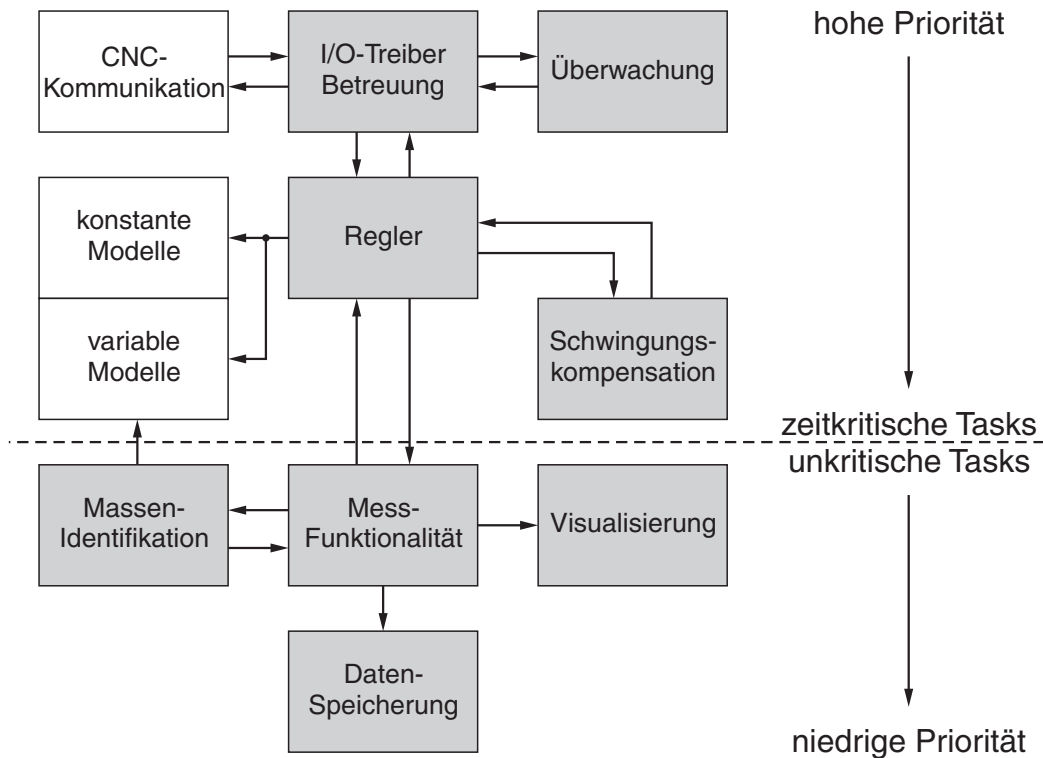


Bild 3.32: Nach Priorität geordnete Modulübersicht des Programmsystems CPMG, eigenständige Tasks sind grau hinterlegt

Batch-Umgebung bereitstellen. Durch die sichere Verteilung der Prozessorlast ist die gleichzeitige Verwendung einer einzigen CPU für die zeitkritische, hochprioräre Regelung über die niederprioräre, allgemeine Bedienung bis hin zur Abarbeitung von Festplatten- und Netzwerkkommunikation möglich.

Die Umsetzung der Regelung erfolgte als Programmpaket *Control Program for Magnetic Guides* (CPMG) in der Echtzeithochsprache PEARL⁴. Bis heute stellt PEARL die einzige industriell verbreitete Hochsprache dar, bei der Befehle zur Echtzeitsteuerung und Synchronisation als sprachintegrierte, native Befehle bereitgestellt werden und nicht (wie z. B. unter C) durch Methodenaufrufe nachgebildet werden müssen [GI-F98, FREV87].⁵ RTOS-UH wurde für die Programmierung in PEARL entwickelt und bietet somit eine ideale Plattform für die Umsetzung der Regelung. Da PEARL eine vollständig hardwareunabhängige Sprache ist und genau wie RTOS-UH für zahlreiche Rechnerumgebungen zur Verfügung steht, ist für einen industriellen Einsatz von CPMG eine spätere Portierung auf eine Vielzahl von Systemen bis hinunter auf Mikrocontrollerebene möglich.

CPMG basiert auf gekapselten Modulen, welche verschiedene, mehr oder weniger echtzeitkritische Programmteile zur Ein-/Ausgabe, Regelung, Überwachung, Bedienung, Identifikation und Messdatenaufnahme beinhalten. Bild 3.32 zeigt eine Übersicht über

⁴Process and Experiment Automation Realtime Language

⁵Zwar bietet auch ADA native Echtzeitbefehle, ist jedoch nur in militärischen Anwendungen verbreitet.

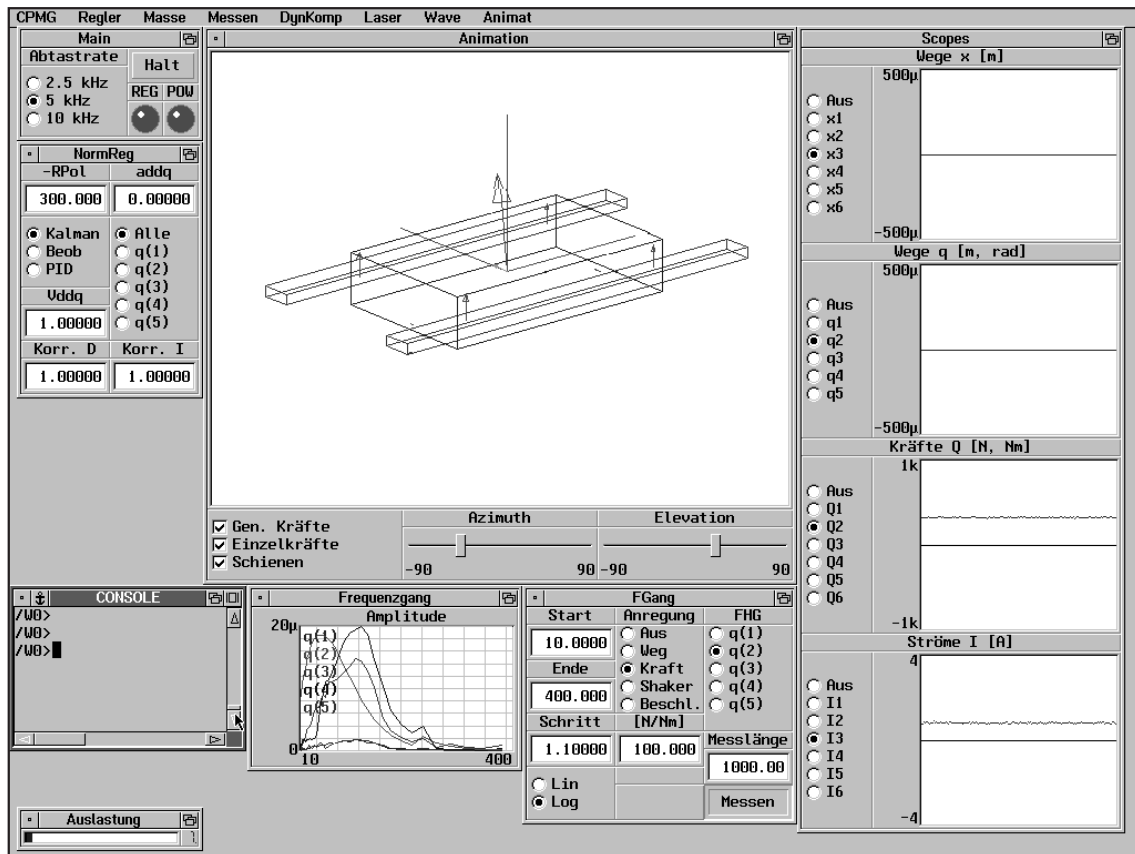


Bild 3.33: Die grafische Benutzeroberfläche von CPMG

einige der verfügbaren Module. Die Kommunikation der Module erfolgt ausschließlich über eine methodenorientierte Schnittstelle, so dass eine einfache Austauschbarkeit von Funktionalitäten gegeben ist. Die Datenkonsistenz bei der Modulkommunikation wird über Semaphoren und Bolt-Variablen gewährleistet, welche unmittelbar vom Betriebssystem zur Verfügung gestellt werden. Die zeitaufwendige Verwendung von zyklisch aktualisierten Ringbuffern o. Ä. ist somit nicht erforderlich. Alle Ein-/Ausgaben erfolgen per DMA im Hintergrund auf einer hohen Prioritätsebene, so dass nur ein sehr geringer Rechenoverhead hierfür benötigt wird. Inklusive aller notwendigen Taskwechsel steht trotz der hohen Abtaste von 5 kHz über 90% der Rechenzeit für den algorithmischen Teil der Regelung zur Verfügung, wovon der eigentliche Mehrgrößenregler ca. ein Drittel belegt.

Die Bedienung der Magnetführung besitzt zwei Ebenen. Im Normalbetrieb wird sie über die Benutzerschnittstelle der CNC-Steuerung aktiviert bzw. deaktiviert und meldet ihren Status an die CNC zurück. Eine zweite Bedienebene erlaubt durch eine grafische Mensch-Maschine-Schnittstelle den Zugriff auf eine Vielzahl weiterer Funktionalitäten zu Versuchszwecken. Diese Bedienoberfläche für die Regelung wurde als Menü- und Fensterumgebung (GUI) unmittelbar in PEARL realisiert (vgl. Bild 3.33). Hierdurch ergibt sich eine systemnahe Beeinflussung und Beobachtung aller relevanten Parameter. Zur Anzeige des aktuellen Zustands der Magnetführung in Echtzeit dienen diverse 2D-

und 3D-Visualisierungstools. Weiterhin wurden zahlreiche Messfunktionen, u. a. für Frequenzgangmessungen, unmittelbar in das Programmsystem integriert. Zur Fernüberwachung und -bedienung wurde zusätzlich parallel zum GUI eine TCP/IP-basierte Bedienschnittstelle implementiert.

4 Modellierung und Regelung

Im Werkzeugmaschinenbau kommen bis heute vor allem einfach durchschaubare Regelkonzepte zur Anwendung, die sich auch von Nicht-Experten leicht konfigurieren und parametrieren lassen. Die in zeitgemäßen Vorschubantrieben nahezu ausschließlich eingesetzte Regelungsstruktur besteht deshalb aus einer P-Lage-PI-Geschwindigkeits-Kaskadenregelung mit einer unterlagerten PI-Stromregelung. Für die Erhöhung der Akzeptanz von Magnetführungen im praktischen Einsatz orientiert sich die Komplexität der verwendeten Regelung möglichst an dieser Vorgabe kommerzieller Werkzeugmaschinensteuerungen. Ein physikalisch motivierter, einfach konfigurier- und adaptierbarer Regelkreis auf Basis einfacher Aktormodelle und einem mechanischen Starrkörpermodell der Maschinenachse stellt zunächst die Methode der Wahl dar. Diese Vorgehensweise erfordert, dass die Mechanik des Maschinengestells und des Achsschlittens steif genug sein muss und im für die Regelung relevanten Frequenzbereich keine dominanten Eigenfrequenzen aufweisen darf. Dies ist allerdings für moderne Hochleistungs-Maschinen ohnehin eine Grundvoraussetzung, da die selben Elastizitäten auch die Vorschubregelung beeinflussen und ihre Dynamik begrenzen.

Über die in dieser Arbeit untersuchte Starrkörpermodellierung hinaus bieten Magnetführungen weitere Möglichkeiten. Für die aktive Versteifung von Maschinenkomponenten werden zunehmend adaptronische Ansätze untersucht. Meist werden dabei piezokeramische Sensoren und Aktoren in die Struktur integriert, mit denen es durch Anwendung einer geeigneten Regelungsstrategie möglich ist, Strukturschwingungen zu unterdrücken. Aufgrund der prinzipbedingt bereits vollständig strukturintegrierten Anordnung der Sensoren und Aktoren einer Magnetführung stellt diese ein adaptronisches System *par excellence* dar, welches ebenfalls eine aktive Versteifung der gesamten Maschinenstruktur ermöglicht [SCHÖ02, LÖSC02]. Diese Option soll jedoch in dieser Arbeit nur als Ausblick für weitere Entwicklungen betrachtet werden.

4.1 Regelkonzepte

Aufgrund der räumlichen Anordnung der Sensoren und Aktoren stellt die Regelung einer Magnetführung im Gegensatz zur Regelung eines einzelnen Vorschubantriebs ein hochgradig gekoppeltes Mehrgrößenproblem dar. Der Entwurf eines Reglers nach Bild 4.1 für die gesamte Strecke mit m Wegsensoren als Messgrößen und n Aktorkräften als Stellgrößen ist zwar prinzipiell durchführbar, resultiert jedoch aufgrund der geometrischen und dynamischen Kopplung der f mechanischen Freiheitsgrade untereinander in einem Regler mit hoher Systemordnung, schlechter Adaptierbarkeit und hohem Im-

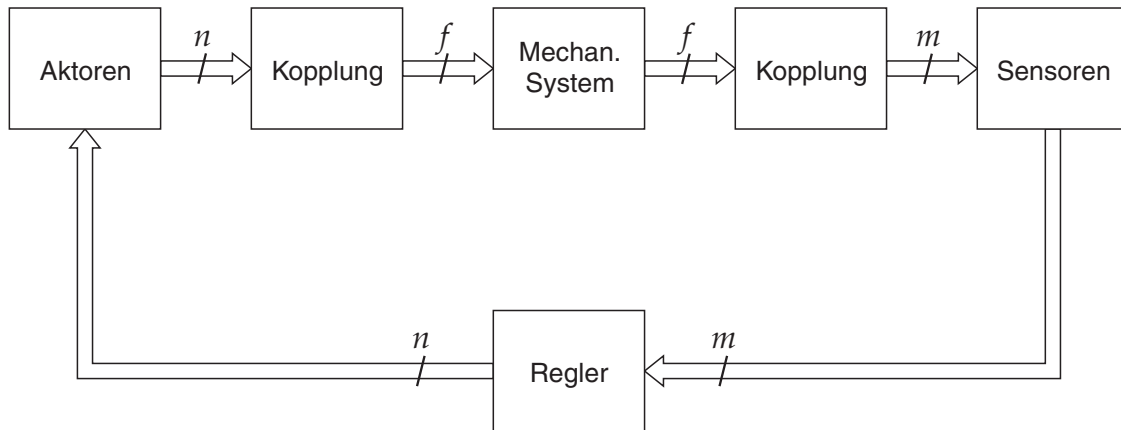


Bild 4.1: Regelung einer Magnetführung mit einem integrierten Mehrgrößenansatz

plementierungsaufwand [TIES97]. Besser geeignet ist ein Ansatz nach Bild 4.2 zur inversen Modellierung der Strecke, um so die eigentliche Regelaufgabe nachhaltig zu vereinfachen. Ziel ist letztlich eine modale, entkoppelte Regelung der einzelnen Freiheitsgrade. Die inverse Modellierung erfolgt hierbei physikalisch motiviert für die einzelnen Teilmodelle; sie ist deshalb leicht an die jeweilige Problemstellung adaptierbar. Insbesondere ist es damit einfach möglich, dynamische und/oder nichtlineare Teilmodelle in die Regelung zu implementieren, ohne die Komplexität des Reglerentwurfs nennenswert zu erhöhen.

In den nachfolgenden Abschnitten werden deshalb zunächst Teilmodelle für die mechanische Bewegung, die Magnete und die Kopplungen im System – auch unter Berücksichtigung der Einflüsse der Antriebe – hergeleitet. Darauf aufbauend kann dann ein Mehrgrößenregelkreis angegeben werden, welcher eine effiziente, physikalisch motivierte Entkopplung der einzelnen Freiheitsgrade der Strecke realisiert. Eine automatische Identifikation und Adaption der variablen Streckenparameter schließt dieses Kapitel ab.

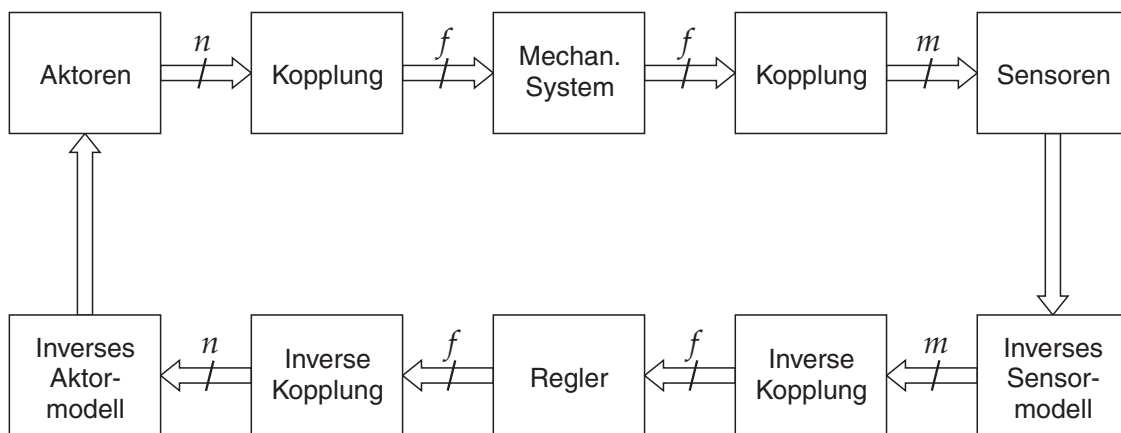


Bild 4.2: Entkoppelte Regelung einer Magnetführung mit inverser Streckenmodellierung

4.2 Mechanische Modellierung

Der Schlitten einer Magnetführung kann aufgrund der Voraussetzung einer hohen mechanischen Steifigkeit mit hinreichender Genauigkeit als starrer Körper betrachtet werden, welcher durch die Kraft von n geregelten Elektromagneten am Schweben gehalten wird. Aufgrund der möglicherweise variablen Schwerpunktlage ist es sinnvoll, die Bewegungsgleichung der Führung nicht für den Schwerpunkt C, sondern für einen festen Bezugspunkt B, vorzugsweise einen Symmetriepunkt, aufzustellen (vgl. Bild 4.3). Durch den Schwerpunktsabstand r_{BC} sind für die Bewegungsgleichung die Momente erster Ordnung zu berücksichtigen. Die Coriolisterme der Bewegungsgleichung hingegen können aufgrund der kleinen möglichen Auslenkungen und Winkelgeschwindigkeiten entfallen. Aufgrund der reibungsfreien Lagerung lassen sich Dämpfungsterme ebenfalls vernachlässigen.

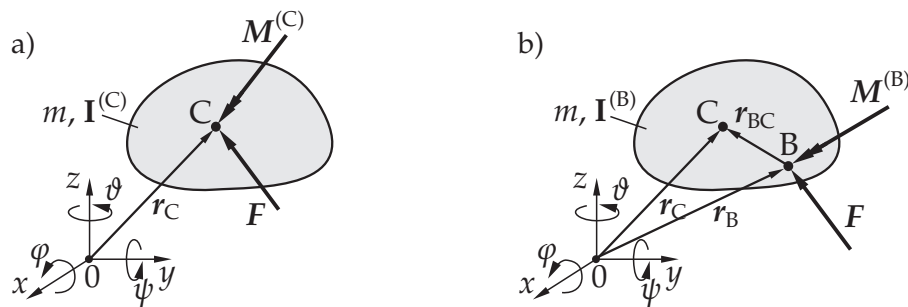


Bild 4.3: Freikörperbilder: a) Schwerpunkt C als Bezugspunkt; b) körperfester Punkt B als Bezugspunkt

Wird die Auslenkung von B aus der Ruhelage durch einen translatorischen Vektor

$$\mathbf{r}_B = \begin{bmatrix} x & y & z \end{bmatrix}^T \quad (4.1)$$

und einen rotatorischen Vektor

$$\boldsymbol{\phi} = \begin{bmatrix} \varphi & \psi & \vartheta \end{bmatrix}^T \quad (4.2)$$

beschrieben und greifen in B die Kräfte

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_x & F_y & F_z \end{bmatrix}^T \quad (4.3)$$

und Momente

$$\mathbf{M}^{(B)} = \begin{bmatrix} M_\varphi & M_\psi & M_\vartheta \end{bmatrix}^T \quad (4.4)$$

an, so lauten die Bewegungsgleichungen gemäß Impuls- und Drallsatz entsprechend

$$\mathbf{F} = m\ddot{\mathbf{r}}_B + m\ddot{\boldsymbol{\phi}} \times \mathbf{r}_{BC} \quad (4.5)$$

sowie

$$\mathbf{M}^{(B)} = m\mathbf{r}_{BC} \times \ddot{\mathbf{r}}_B + \mathbf{I}^{(B)} \ddot{\boldsymbol{\phi}}. \quad (4.6)$$

Werden die translatorische und rotatorische Auslenkung von B zu den $[6 \times 1]$ -dimensionalen generalisierten Koordinaten

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} x & y & z & \varphi & \psi & \vartheta \end{bmatrix}^T \quad (4.7)$$

und die angreifenden Kräfte und Momente zu den generalisierten Kräften

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} F_x & F_y & F_z & M_\varphi & M_\psi & M_\vartheta \end{bmatrix}^T \quad (4.8)$$

zusammengefasst, so lautet die Bewegungsgleichung in Matrixschreibweise

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} = \mathbf{Q} \quad (4.9)$$

beziehungsweise

$$\ddot{\mathbf{q}} = \mathbf{M}^{-1}\mathbf{Q}. \quad (4.10)$$

Die auf B bezogene symmetrische Massenmatrix

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 & 0 & mr_{BCz} & -mr_{BCy} \\ 0 & m & 0 & -mr_{BCz} & 0 & mr_{BCx} \\ 0 & 0 & m & mr_{BCy} & -mr_{BCx} & 0 \\ 0 & -mr_{BCz} & mr_{BCy} & I_{xx}^{(B)} & I_{xy}^{(B)} & I_{xz}^{(B)} \\ mr_{BCz} & 0 & -mr_{BCx} & I_{yx}^{(B)} & I_{yy}^{(B)} & I_{yz}^{(B)} \\ -mr_{BCy} & mr_{BCx} & 0 & I_{zx}^{(B)} & I_{zy}^{(B)} & I_{zz}^{(B)} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

setzt sich aus einer $[3 \times 3]$ -Diagonalmatrix $m\mathbf{E}$ für die translatorischen Freiheitsgrade, dem $[3 \times 3]$ -Trägheitstensor $\mathbf{I}^{(B)}$ sowie einer spiegelsymmetrisch auftretenden Matrix mit den Momenten erster Ordnung zusammen. Letztere verschwindet, falls der Schwerpunkt C mit dem Bezugspunkt B zusammenfällt.

Bei Verfügbarkeit einer entsprechenden hardwaremäßigen Reglerstruktur und geeigneten Aktormodellen kann mit diesem Modell prinzipiell ein einheitlicher Regelkreis für die Magnetführung und den Antrieb realisiert werden. Dies ermöglicht u. a. eine Berücksichtigung variabler Schwerpunktabstände des Bezugspunkts orthogonal zur Vorschubrichtung in der Vorschubregelung, aufgrund welcher bei Verfahrbewegungen Kippmomente in die Magnetführung eingeleitet werden. Allerdings erlauben die gegenwärtig verfügbaren Steuerungsstrukturen von Werkzeugmaschinen [SIEMO1] aufgrund proprietärer, nicht offen gelegter Schnittstellen diesen Ansatz nicht.

Aus diesem Grund entfällt der translatorische Freiheitsgrad der Vorschubrichtung und die Dimension des Mehrgrößen-Regelungsproblems reduziert sich von $f = 6$ auf $f = 5$. Die variable Anwendbarkeit einer Magnetführung macht eine allgemeine Beschreibung in Maschinenkoordinaten schwierig, da verschiedene Maschinenachsen mit der Vorschubrichtung der magnetgeführten Achse zusammenfallen können. Aus diesem Grund

wird für die Modellierung der Magnetführung ein eigenes Koordinatensystem verwendet, bei der die Vorschubrichtung der Magnetführung dem Freiheitsgrad x entspricht und die Freiheitsgrade y und z hierzu dementsprechend orthogonal liegen.

4.3 Modellierung der Magnete

Wie in Abschnitt 3.1 bereits festgestellt wurde, besitzt ein Elektromagnet ein stark nichtlineares Strom-Luftspalt-Kraft-Kennfeld, welches sich zudem nicht in geschlossener Form angeben lässt. Die schlecht bzw. nicht modellierbaren Streueinflüsse aufgrund der zunehmenden Flussverdrängung aus dem Kern im Bereich der Sättigung machen zusätzlich die Entwicklung eines analytischen Modells unmöglich. Aus diesem Grund können in der Praxis ausschließlich Näherungsmodelle zum Einsatz kommen. Im einfachsten Fall handelt es sich hierbei um lineare Modelle, welche für Anwendungen mit geringen Modellanforderungen meist ausreichen. Für den Einsatz über weite Luftspalt- und Kraftbereiche hingegen ist eine lineare Modellierung nicht ausreichend und ein nichtlineares Näherungsmodell des Kennfeldes wird erforderlich.

Bei der Magnetmodellierung wird von einem Punktkraftmodell ausgegangen, d. h. die Kraft des Magneten greift konzentriert im Schwerpunkt der Polschuhfläche an. Rotatorische Einflüsse aus der eventuellen Verkippung werden nicht berücksichtigt, da diese aufgrund der kleinen möglichen Winkel vernachlässigbar sind. Um eine von der tatsächlichen konstruktiven Ausführung und dem Nominalluftspalt unabhängige Modellierung zu gewährleisten, wird neben dem *Magnetmodell* ein *Aktormodell* mit einer Aktorkoordinate

$$x = s - s_0 \tag{4.12}$$

verwendet, die die Abweichung des Luftspalts von der Nominallage angibt. Gleiches gilt entsprechend für die Kraft; in der Nominallage ohne äußere Belastung – also auch ohne Gravitation – ist die Aktorkraft F Null, während die Magnetkraft F_M durchaus mit einem Offsetwert beaufschlagt sein kann.

Es resultiert ein Aktormodell $F(I, x)$, welches die Verhältnisse in der Regelstrecke widerspiegelt, wo der Luftspalt und der aktuelle Erregerstrom gegeben ist und die Magnetkraft daraus resultiert. Für die inverse Streckenmodellierung im Regler ist das inverse Modell $I(F, x)$ erforderlich, welches zu einer gewünschten Kraft und einer gegebenen Aktorauslenkung den einzustellenden Erregerstrom angibt. Dieses Modell ist entsprechend am Reglerausgang zu implementieren.

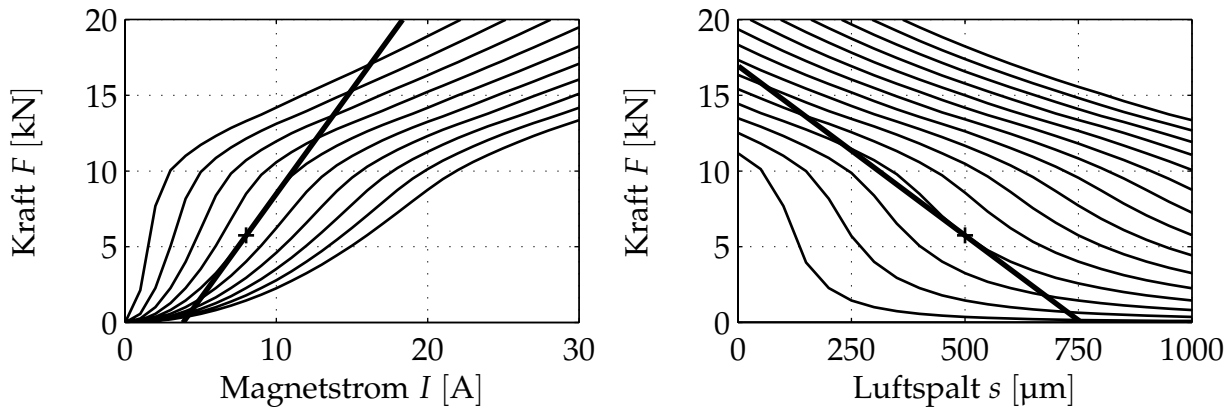


Bild 4.4: Simulierte Kraft-Strom- und Kraft-Luftspalt-Kennlinienschar eines Magneten der Maschinenachse mit Linearisierung im Arbeitspunkt $I_0 = 8 \text{ A}$, $s_0 = 500 \text{ µm}$

4.3.1 Lineare Modellierung

Die lineare Magnetmodellierung greift auf die mathematische Linearisierung des Kraftkennfeldes in einem Arbeitspunkt (I_0, s_0) zurück und verwendet zur Beschreibung die Abweichung vom Arbeitspunkt. Die Kraft ergibt sich dann gemäß

$$F_M = F_M(I_0, s_0) + \underbrace{\frac{\partial F_M(I, s)}{\partial I} \Big|_{(I_0, s_0)}}_{k_i} (I - I_0) + \underbrace{\frac{\partial F_M(I, s)}{\partial s} \Big|_{(I_0, s_0)}}_{k_s} (s - s_0), \quad (4.13)$$

wobei die beiden partiellen Ableitungen den Kraft-Strom-Koeffizienten k_i und den (negativen) Kraft-Weg-Koeffizienten k_s angeben. Für den nicht gesättigten Magneten lauten diese

$$k_i = \frac{\mu_0 A n^2 I_0}{4 s_0^2} \quad \text{bzw.} \quad k_s = -\frac{\mu_0 A n^2 I_0^2}{4 s_0^3}. \quad (4.14)$$

Bild 4.4 zeigt beispielhaft die Kraft-Kennlinienscharen für einen Magneten der Maschinenachse mit der Linearisierung in einem sinnvollen Arbeitspunkt. Diese Linearisierung besitzt den gravierenden Nachteil, dass sie nur in einem sehr engen Bereich um den Arbeitspunkt herum gültig ist, wodurch die Einsetzbarkeit eines einzelnen Magneten in linearer Beschreibung beschränkt wird.

Das inverse, lineare Aktormodell ergibt sich mit Gl. (4.12) aus Gl. (4.13) gemäß

$$I = I_0 + \frac{F - k_s x}{k_i}. \quad (4.15)$$

Der Arbeitspunkt des Magneten – und damit die Offsetkraft – wird über den Vormagnetisierungsstrom I_0 eingestellt.

Differenzmagnetanordnungen

Da die Magnetkraft im sättigungsfreien Betriebsbereich eine quadratische Abhängigkeit vom Erregerstrom besitzt, kann durch Verwendung einer differenziellen Anordnung zweier gegensinnig angesteuerter Magnete eine gute physikalische Linearisierung der Strom-Kraft-Kennlinie erzielt werden, da sich dann die quadratischen Terme gegenseitig kompensieren. Aus diesem Grund werden in existierenden Anwendungen von Magnetlagern und Magnetführungen – so auch bei der Prototyp-Führung – nahezu ausschließlich solche Differenzanordnungen verwendet. Durch die bereits physikalisch erzielte Vorlinearisierung ist dann die Verwendung einer mathematischen Linearisierung in einem größeren Arbeitsbereich gültig und für die meisten Anwendungen ausreichend. Jedoch zeigt sich auch hier die Grenze der Modellierung in einer Verschlechterung des Nachgiebigkeitsverhaltens für größere Amplituden [LAIE98].

Die Differenzanordnung lässt sich als integrierter, doppelseitig wirkender Aktor auffassen. Zu dessen Beschreibung wird ein Steuerstrom I eingeführt sowie die Auslenkung x von der Mittellage aus gemessen, woraus sich die Ströme und Luftspalte der beiden Magnete gemäß

$$\begin{aligned} s_1 &= s_0 + x, & I_1 &= I_0 + I \\ s_2 &= s_0 - x, & I_2 &= I_0 - I \end{aligned} \quad (4.16)$$

ergeben. Die Gesamtkraft der Differenzanordnung, welche auch negative Werte annehmen kann, folgt dann in linearer Beschreibung zu

$$F = F_1 - F_2 = k_i^* I + k_s^* x \quad (4.17)$$

mit den linearen Koeffizienten

$$k_i^* = 2k_i = \frac{\mu_0 A n^2 I_0}{2 s_0^2} \quad \text{bzw.} \quad k_s^* = 2k_s = -\frac{\mu_0 A n^2 I_0^2}{2 s_0^3}. \quad (4.18)$$

Bild 4.5 zeigt das Magnetmodell aus Bild 4.4 in Differenzanordnung. Deutlich sichtbar ist die über einen großen Bereich konstante Steigung der Kennlinien, an der die verbesserte Linearisierung erkennbar wird.

Das inverse Magnetmodell der Differenzanordnung ergibt sich wie dasjenige des linearisierten Einzelmagneten gemäß

$$I = \frac{F - k_s^* x}{k_i^*}, \quad (4.19)$$

woraus sich die einzelnen Magnetströme zu

$$I_1 = I_0 + \frac{F - k_s^* x}{k_i^*} \quad \text{und} \quad I_2 = I_0 - \frac{F - k_s^* x}{k_i^*} \quad (4.20)$$

berechnen.

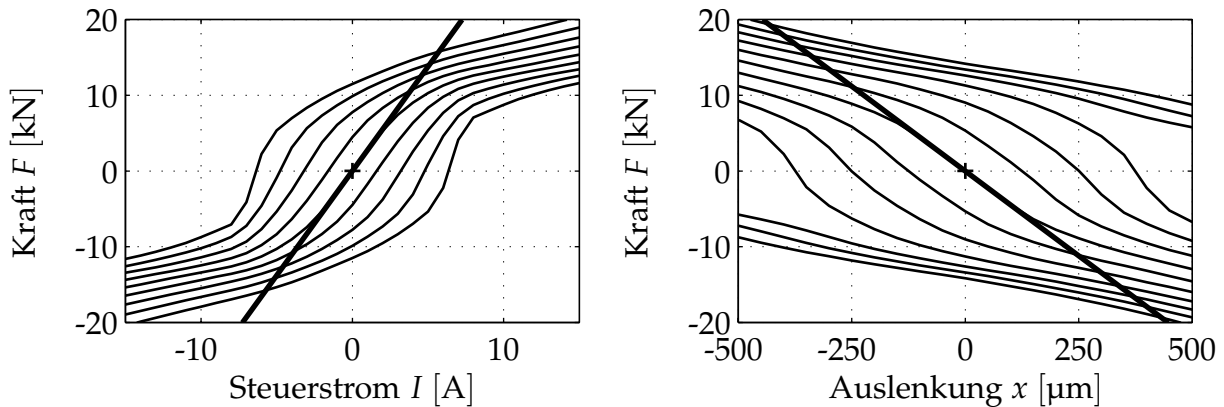


Bild 4.5: Simulierte Kraft-Strom- und Kraft-Luftspalt-Kennlinienschar einer Differenzmagnetanordnung mit Linearisierung im Arbeitspunkt $I_0 = 8 \text{ A}$, $s_0 = 500 \text{ μm}$

4.3.2 Nichtlineare Modellierung

Während Differenzmagnetanordnungen große Vorteile bezüglich der linearen Modellierung besitzen, so schränken sie die konstruktiven Randbedingungen stark ein. Symmetrische Magnetanordnungen (siehe 2.2.2) hingegen bieten große Vorteile hinsichtlich der Anzahl der erforderlichen Magnete und der mechanischen Ausführung der Ankerschienen, lassen sich aber nicht hinreichend genau durch ein lineares Modell abbilden.

Zur Überwindung dieses Zielkonflikts ist ein nichtlineares Magnetmodell erforderlich, welches die nichtlineare Strom-Kraft-Weg-Charakteristik in ein invertierbares mathematisches Modell überführt. Dieses kann durch verschiedene Ansätze erfolgen. [HOFF99] verwendet eine Superposition verschiedenen Polynome, deren Koeffizienten durch eine Parameteradaption angepasst werden und die analytisch invertierbar sind. Auf diese Weise wird eine gute Linearisierung erzielt, jedoch zeigt sich ein relativ großer Rechen-

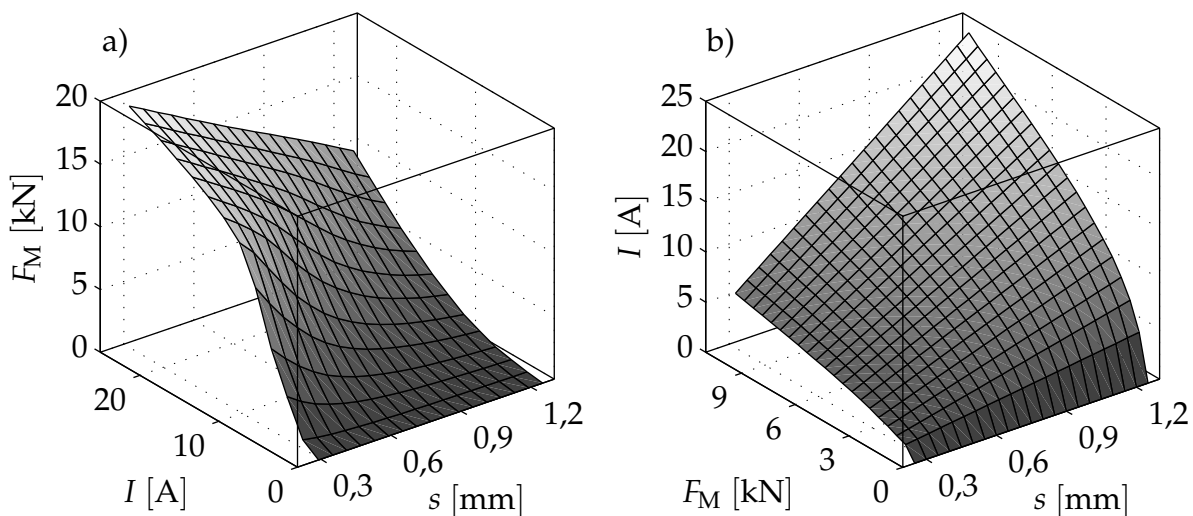


Bild 4.6: Nichtlineares Modell eines Magneten der Maschinenachse: a) gemessenes Kennfeld $F_M(I, s)$; b) numerisch invertiertes Kennfeld $I(F_M, s)$

aufwand, da einige Polynome mit teilweise rationalen Exponenten in Echtzeit zu berechnen sind. In [RUSKOOA] wurde ein Ansatz aufgezeigt, welcher auf ein inverses Modell auf der Basis eines Polynomansatzes in Verbindung mit einer Exponentialfunktion zurückgreift. Allerdings ist hier die erzielbare Modellgüte immer noch nicht ausreichend.

Abhilfe bietet eine numerische Modellierung basierend auf einem gespeicherten Kennfeld. Für die magnetgeführte z-Achse der SCHNELLEN MASCHINE wurde dazu ein Magnet in eine Zugprüfmaschine eingespannt und sein Kraftkennfeld $F_M(I, s)$ mittels eines Kraftsensors vermessen, vgl. Bild 4.6a. Das zur Implementierung im Regler erforderliche inverse Kennfeld $I(F_M, s)$ muss hieraus nun durch numerische Invertierung ermittelt werden. Hierzu wurde zunächst eine kubische HERMITE-Interpolation [MATH02a] der einzelnen gemessenen Kurven für ein festes Krafteraster durchgeführt, um den numerischen Zusammenhang

$$F_M(I, s)|_{s=const.} \rightarrow I(F_M, s)|_{s=const.} \quad (4.21)$$

zu erhalten. In einem zweiten Schritt erfolgt daraufhin eine Glättung über den Luftspalt, um die Stetigkeit des Kennfeldes zu garantieren. Im ungesättigten Fall ist die Magnetkraft proportional zum Quotienten aus Strom und Luftspalt, so dass ein linearer Ansatz für die Luftspaltabhängigkeit der Kraft-Strom-Kennlinie eine gute Näherung darstellt. Bild 4.6b zeigt das resultierende inverse Kennfeld für einen Magneten der Maschinenachse.

Für die Echtzeit-Implementierung im Regler kommt dann ein schneller Interpolationsalgorithmus zum Einsatz, welcher in diesem numerisch abgelegten Kennfeld bilinear interpoliert. Durch die Verwendung eines festen Stützstellenrasters ist eine rechenzeiteffiziente Umsetzung möglich, welche vom Aufwand obige Ansätze deutlich unterbietet. Weiterhin ist bei ausreichender Stützstellenzahl die Genauigkeit der Interpolation sehr hoch.

Beim Übergang vom *Magnetmodell* $I(F_M, s)$ zum *Aktormodell* $I(F, x)$ ist neben dem Nominalluftspalt auch ein Kraftoffset zu berücksichtigen. Für die Wahl desselben gilt bei einer symmetrischen Magnetanordnung die Einschränkung, dass dieser die maximale Kraftaussteuerbarkeit vorgibt. Da der Magnet lediglich einseitig wirkt und wegen

$$F_M = F + F_0 \geq 0 \quad (4.22)$$

die Kraft F nach unten begrenzt ist, sollte die Offsetkraft der halben Maximalkraft entsprechen.

4.3.3 Modellierung der Wirbelstromverluste

Bei Magnetführungen für einfachere Einsatzfälle stellt eine laminierte Ausführung der Ankerschienen häufig einen zu großen Aufwand dar. Insbesondere bei kleiner Bauform der Magnete, wie beispielsweise bei der Prototyp-Führung, sind die Verluste nicht so

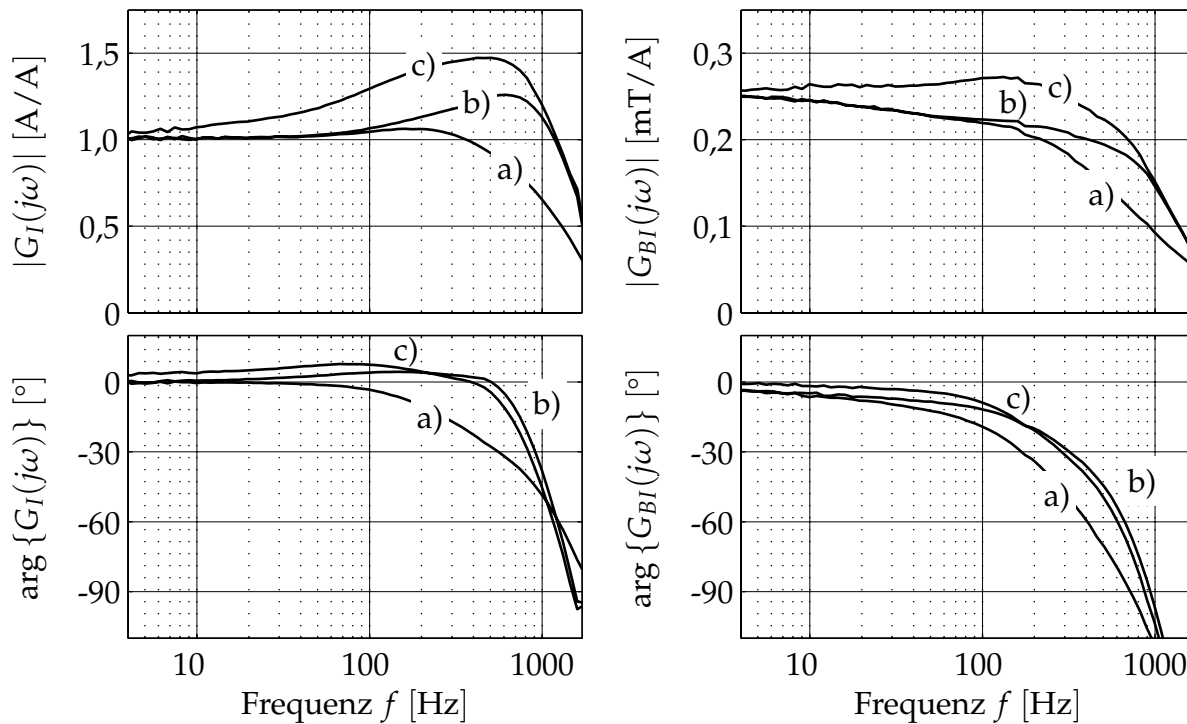


Bild 4.7: Frequenzgang des Iststromes und der magnetischen Induktion bei Verwendung verschiedener inverser Kompensationsfilter: a) ohne Filter; b) Filter 1. Ordnung; c) Filter 2. Ordnung

groß wie bei den Magneten der Maschinenachse. Nachteilig bleibt jedoch der Dynamikverlust im Hinblick auf die spätere Entkopplung der einzelnen Freiheitsgrade bei der Regelung. Idealerweise wird ein verzögerungsfreies Aktormodell benötigt, um alle dynamischen Effekte im Regelkreis zu eliminieren.

Abhilfe bietet hier – wie schon bei der Modellierung der Nichtlinearitäten – die inverse Modellierung der Dynamik aufgrund der Wirbelstromverluste. Durch Vorschalten eines inversen Kompensationsfilters kann der Kraftfrequenzgang der Magnete geglättet werden. Effektiv wird so das Tiefpassverhalten des Induktionsverlaufs (und damit der Kraftdynamik) durch Hochpassfilterung des Magnetstroms ausgeglichen.

Da die theoretische Modellierung der Wirbelstromverluste nur mit großem Aufwand realisierbar ist (vgl. 3.1.3), bietet sich auch hier der Rückgriff auf ein messtechnisch bestimmtes Modell an. Dazu wird der gemessene, nichtlineare Frequenzgang der magnetischen Induktion durch ein lineares Filter approximiert, dieses anschließend invertiert und den Stromstellern vorgeschaltet. Bei der Approximation ist lediglich die stabile Invertierbarkeit zu gewährleisten. Ein automatischer Filterentwurf mit einem entsprechenden Identifikationsverfahren [MATH02b] stellt dies sicher.

Bild 4.7 zeigt den Effekt am gemessenen Frequenzgang der magnetischen Induktion eines Magneten der Prototyp-Führung. Neben dem gemessenen, ungefilterten Frequenzgang sind dort die gemessenen Frequenzgänge bei Verwendung von Kompensationsfil-

tern erster und zweiter Ordnung gezeigt. Die Approximation beschränkte sich dabei auf den Bereich $f < 500$ Hz, da darüber hinaus der Verlauf von Amplitude und Phase weniger relevant ist. Die Messungen zeigen deutlich die Anhebung des Magnetstromes und den verbesserten Amplituden- und Phasenverlauf der Induktion in diesem Frequenzbereich.

Bei Verwendung eines Filters zweiter Ordnung ist die Kompensation besser; hier wird die Phasenverschiebung mehr als halbiert und die Amplitude über einen weiten Frequenzbereich konstant gehalten. Problematisch bei ansteigender Filterordnung ist jedoch die zusätzlich in den Regelkreis eingeführte Dynamik. Die relativ schwache Dämpfung des Formfilters entdämpft den Regelkreis und begrenzt so die erzielbare Regeldynamik. Somit ist für den jeweiligen Anwendungsfall eine Abwägung zu treffen, welche Filterordnung die bessere Wahl darstellt.

Die Verwendung dieser Form der Dynamikkorrektur ermöglicht ein wesentlich verbessertes Regelverhalten und reduziert im Regelkreis die parasitäre Kopplung der Freiheitsgrade aufgrund des Tiefpassverhaltens der Magnetkraft. Jedoch ist die praktische Einsetzbarkeit eines inversen Kompensationsfilters letztlich begrenzt. Einerseits sinkt durch die Hochpassfilterung der Signal-Rausch-Abstand, da insbesondere bei höheren Frequenzen das Messrauschen ebenfalls hochpassgefiltert wird. Weiterhin wird die dynamische Aussteuerbarkeit der Magnete herabgesetzt, da die maximale Stromamplitude begrenzt ist und die Stromsteller schnell in die Sättigung geraten. Letztlich stellt die laminierte Ausführung der Ankerschienen immer die bessere Wahl dar.

4.4 Koordinatenkopplungen

Die generalisierten Auslenkungen der unter Ausklammerung der Vorschubrichtung x verbleibenden $f = 5$ Freiheitsgrade werden durch den reduzierten Vektor

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} y & z & \varphi & \psi & \vartheta \end{bmatrix}^T, \quad (4.23)$$

die generalisierten Kräfte entsprechend durch

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} F_y & F_z & M_\varphi & M_\psi & M_\vartheta \end{bmatrix}^T \quad (4.24)$$

beschrieben. Die Massenmatrix $\mathbf{M}^{(B)}$ reduziert sich dann unter Wegfall der ersten Zeile und Spalte auf eine $[5 \times 5]$ -Matrix.

Für die Magnete als Aktoren wird das unter 4.3 beschriebene Modell verwendet, welches für jeden Aktor eine Auslenkung x aus der Ruhelage und eine punktförmig wirkende Kraft F im Mittelpunkt der Polfläche verwendet. Die Kopplung der generalisierten Auslenkungen \mathbf{q} zu den $[n \times 1]$ Aktorauslenkungen

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & \dots & x_n \end{bmatrix}^T \quad (4.25)$$

und Aktorkräften

$$F = \begin{bmatrix} F_1 & \dots & F_n \end{bmatrix}^T \quad (4.26)$$

erfolgt durch die $[n \times f]$ -JACOBI-Matrix

$$J = \frac{\partial x}{\partial q^T}, \quad (4.27)$$

welche sich aus der partiellen Ableitung der translatorischen Auslenkung x nach der generalisierten Auslenkung q ergibt und die Kopplung sowohl der Auslenkungen als auch der Kräfte beschreibt (vgl. Bild 4.8).

Neben den Transformationen nach Bild 4.8 sind für die Aufstellung des Regelkreises ebenfalls die umgekehrten Transformationen erforderlich. Die direkte Invertierung von J ist nicht möglich, da diese i. A. keine quadratische Form besitzt. Dies ist insbesondere immer dann der Fall, wenn $n > f$ gilt, d. h. die Aktoren überbestimmt sind. Bei einer Anordnung der Magnete nach Bild 2.3 bzw. Bild 2.8 ist dies immer der Fall. Die Rückwärtstransformation erfolgt dann nicht über die (nicht existierende) Inverse dieser Matrix, sondern mittels der linken Pseudoinversen gemäß

$$q = J^+ x = \left(J^T J \right)^{-1} J^T x, \quad (4.28)$$

wodurch sich die Überbestimmtheit im Sinne der kleinsten Fehlerquadrate auflöst. Für die Transformation der Kräfte wird die Transponierte dieser Matrix verwendet und es gilt

$$F = (J^+)^T Q = J \left(J^T J \right)^{-1} Q. \quad (4.29)$$

Äquivalent zur Transformation der Aktorauslenkungen erfolgt die Umrechnung der Sensorsignale. Die gemessenen Auslenkungen

$$x_S = \begin{bmatrix} x_{S,1} & \dots & x_{S,m} \end{bmatrix}^T \quad (4.30)$$

der m Wegsensoren und die gemessenen Beschleunigungen

$$\ddot{x}_B = \begin{bmatrix} \ddot{x}_{B,1} & \dots & \ddot{x}_{B,p} \end{bmatrix}^T \quad (4.31)$$

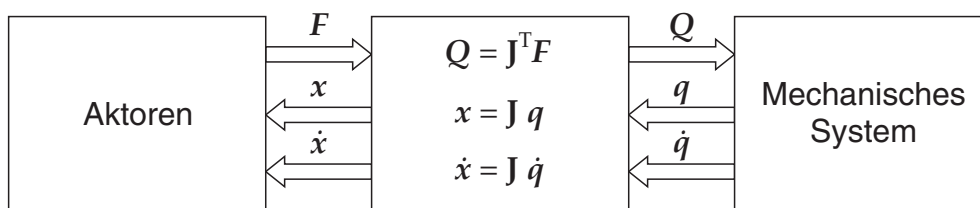


Bild 4.8: Zusammenhänge zwischen den Aktorkoordinaten und den generalisierten Koordinaten

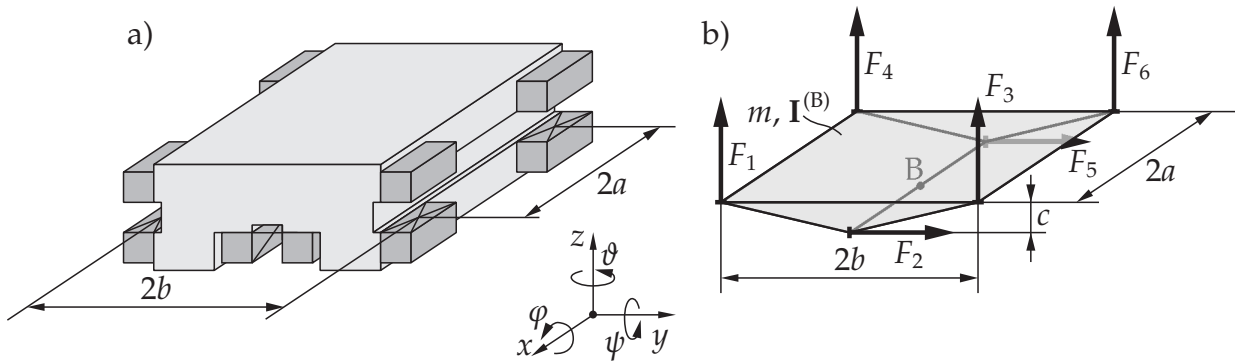


Bild 4.9: Prototyp-Magnetführung: a) Magnetanordnung; b) vereinfachtes Freikörperbild

der p Beschleunigungssensoren werden durch die jeweilige Pseudoinverse der entsprechenden JACOBI-Matrizen \mathbf{J}_S bzw. \mathbf{J}_B transformiert.

Die Prototyp-Führung basiert auf einer orthogonalen Magnetanordnung mit $n = 6$ Differenzmagneten. Bild 4.9 zeigt das zugehörige Freikörperbild. Durch die klare Trennung der Magnete in vertikale und horizontale Krafrichtungen weist die $[6 \times 5]$ JACOBI-Matrix

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -b & -a & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & a \\ 0 & 1 & b & -a & 0 \\ 0 & 1 & -b & a & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -a \\ 0 & 1 & b & a & 0 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

entsprechend viele Nullelemente und damit einen reduzierten Rechenaufwand bei der Koordinatentransformation auf.

Das Freikörperbild der Maschinenachse mit $n = 8$ Einzelmagneten ist in Bild 4.10 dargestellt. Die Kraftwirkungslinien der Magnete spannen zwei Quadrate im Raum auf, deren Diagonalabmessung d sich gemäß

$$d = b + c \quad (4.33)$$

aus den Abständen der Magnetmittelpunkte zusammensetzt. Es ergibt sich eine vollbesetzte $[8 \times 5]$ JACOBI-Matrix

$$\mathbf{J} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -d & -a & a \\ 1 & -1 & d & a & a \\ -1 & -1 & -d & a & -a \\ -1 & 1 & d & -a & -a \\ 1 & 1 & -d & a & -a \\ 1 & -1 & d & -a & -a \\ -1 & -1 & -d & -a & a \\ -1 & 1 & d & a & a \end{bmatrix}, \quad (4.34)$$

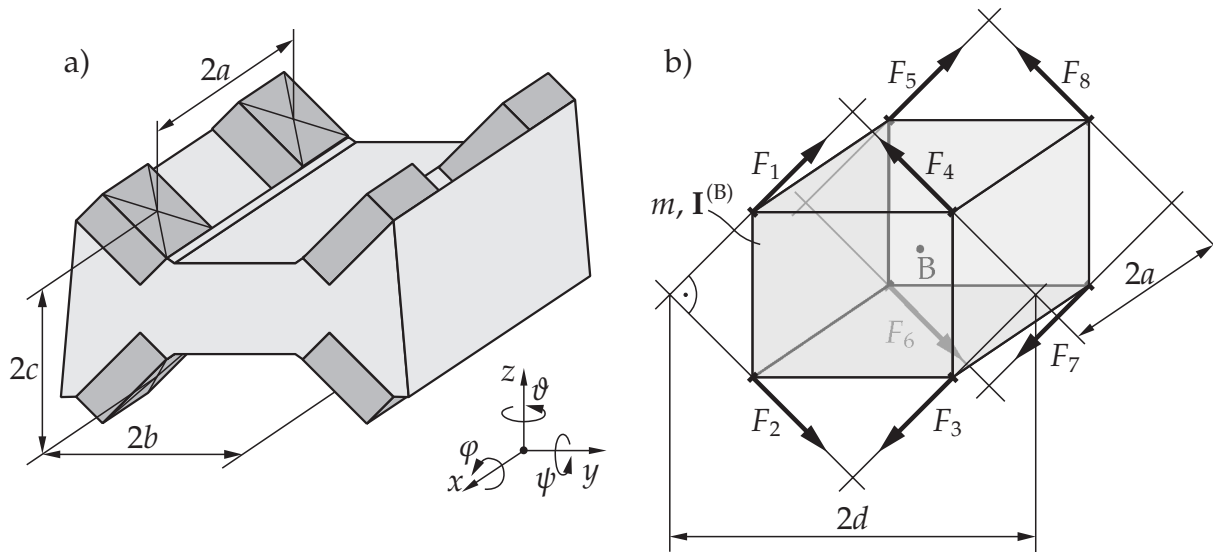


Bild 4.10: Magnetgeführte Maschinenachse: a) Magnetanordnung; b) vereinfachtes Freikörperbild

deren Elemente aufgrund der geometrischen Symmetrie jedoch größtenteils gleich sind. Hierdurch relativiert sich der bei der symmetrischen Anordnung gegebene größere Rechenaufwand bei der Koordinatentransformation.

Die entsprechenden JACOBI-Matrizen der Wegsensoren sind strukturell identisch zu denjenigen der Aktoren, da bei beiden Magnetführungen die Sensoranordnung mit a_s , b_s , c_s und d_s dieselbe Symmetrie wie die Aktoranordnung aufweist. Zu berücksichtigen ist allerdings die entgegengesetzte Orientierung des Luftspalts im Vergleich zur Kraft, wodurch sich das Vorzeichen von J_s bei der Maschinenachse umkehrt.

Unterschiedlich ist in beiden Fällen jedoch die Anordnung der Beschleunigungssensoren. Diese sind, wie unter 3.3.2 beschrieben, als zweiachsige Sensoren ausgeführt, deren

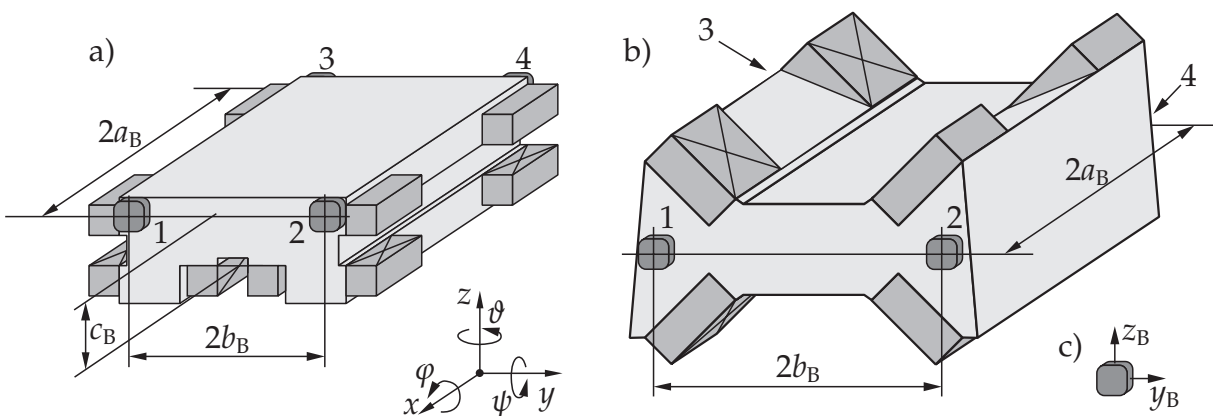


Bild 4.11: Anordnung der Beschleunigungssensoren: a) Prototyp-Führung; b) Maschinenachse; c) Koordinaten eines Sensors

Messrichtungen an den in Bild 4.11 gezeigten Stellen 1–4 in Richtung der y - bzw. z -Achse liegen. Die Sensorsignale werden zum Messvektor

$$\mathbf{x}_B = \left[y_{B,1} \quad z_{B,1} \quad y_{B,2} \quad z_{B,2} \quad y_{B,3} \quad z_{B,3} \quad y_{B,4} \quad z_{B,4} \right]^T \quad (4.35)$$

zusammengefasst, womit für beide Magnetführungen die $[8 \times 5]$ JACOBI-Matrix

$$J_B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -c_B & 0 & a_B \\ 0 & 1 & -b_B & -a_B & 0 \\ 1 & 0 & -c_B & 0 & a_B \\ 0 & 1 & b_B & -a_B & 0 \\ 1 & 0 & -c_B & 0 & -a_B \\ 0 & 1 & -b_B & a_B & 0 \\ 1 & 0 & -c_B & 0 & -a_B \\ 0 & 1 & b_B & a_B & 0 \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

nur teilbesetzt ist. Für die Maschinenachse gilt zusätzlich $c_B = 0$.

4.5 Modellierung der Antriebseinflüsse

Neben den Kräften der Führungsmagnete beeinflussen auch die hohen parasitären Normalkräfte der Antriebe die Dynamik des Führungsschlittens. Während die Magnete in guter Näherung als punktförmig wirkend approximiert werden können, so bedürfen die Antriebe eines Modells, welches die große Ausdehnung der aktiven Fläche berücksichtigt. Neben rein anziehend wirkenden Kräften treten dabei auch Kippmomente auf, die entsprechend zu berücksichtigen sind.

Die Normalkraft der Antriebe resultiert aus dem Feld der Permanentmagnete der Sekundärteile. Deren nahezu konstante magnetische Erregung ruft eine magnetische Induktion im Luftspalt und somit eine permanente Anziehungskraft hervor. Deren Verlauf in Abhängigkeit vom Luftspalt zeigt prinzipiell ein quadratisch hyperbolisches Verhalten, wobei jedoch die Dicke der Permanentmagnete selbst auch in den effektiven Luftspalt mit eingeht, weshalb sich eine endliche Normalkraft im Kontaktfall ($s = 0$) ergibt.

Um den realen Verlauf der Normalkraft zu untersuchen, wurde an einem Sekundärteil der Maschinenachse mit einer massiven Stahlprobe die magnetische Normalkraftdichte $\sigma_{M,m}$ ermittelt (vgl. Bild 4.12a). Diese ist zunächst näherungsweise doppelt so hoch wie vom Hersteller angegeben [SIEMO2b], was darauf zurückzuführen ist, dass die Primärteile der Antriebe auch die Antriebswicklungen tragen (vgl. Bild 2.13). Somit ist an dieser Stelle ein Korrekturfaktor λ_M einzuführen, welcher die reduzierte magnetisch wirksame Fläche gemäß

$$\sigma_M = \lambda_M \sigma_{M,m} \quad (4.37)$$

in der Kraftdichte berücksichtigt. Für die Antriebe der Maschinenachse (SIEMENS 1FN3 900-2) beträgt der Korrekturfaktor $\lambda_M = 0,54$.

Aus der Varianz der Kraftdichte folgt die in Bild 4.12b gezeigte flächenbezogene Steifigkeit

$$\Gamma = \frac{d\sigma_M}{ds} < 0, \quad (4.38)$$

welche ebenfalls eine Abhängigkeit vom Luftspalt zeigt. Die Variation von Γ im relevanten Bereich ($1 \text{ mm} \leq s \leq 2 \text{ mm}$) ist jedoch relativ gering, wobei sich durch die Montage der Antriebe in einer Differenzanordnung mit nur geringer Neigung δ gegeneinander (vgl. Bild 4.13a) die Verläufe zudem noch größtenteils linearisieren. Es kann somit in guter Näherung $\Gamma = \text{const.}$ angenommen werden.

Wird die Auslenkung eines einzelnen Antriebs aus seiner Nominallage η_0 in einem (ξ, η, ζ) -Koordinatensystem betrachtet (vgl. Bild 4.13b), so resultieren aus der luftspalt-abhängigen Kraftdichte $\sigma_M(s)$ eines Antriebs neben einer variablen Normalkraft

$$F_\eta = F_{\eta,0} + k_\eta \eta \quad (4.39)$$

auch von der Verkippung abhängige Kippmomente

$$M_\alpha = k_\alpha \alpha \quad \text{bzw.} \quad M_\gamma = k_\gamma \gamma. \quad (4.40)$$

Der konstante Anteil $F_{\eta,0}$ der Normalkraft ist dabei so ausgelegt, dass der vertikal wirkende Anteil beider Antriebe genau der Gravitationskraft des Führungsschlittens entspricht. Der laterale Anteil beider Antriebe kompensiert sich aufgrund der Differenzanordnung. Für die Regelung ist somit nur die Variation der Normalkraft mit dem Motorluftspalt relevant.

Aus der flächenbezogenen Steifigkeit Γ der Antriebe berechnen sich die Normal- und Kippsteifigkeiten k_η , k_α und k_γ analog zur Längs- und Biegesteifigkeit eines massiven

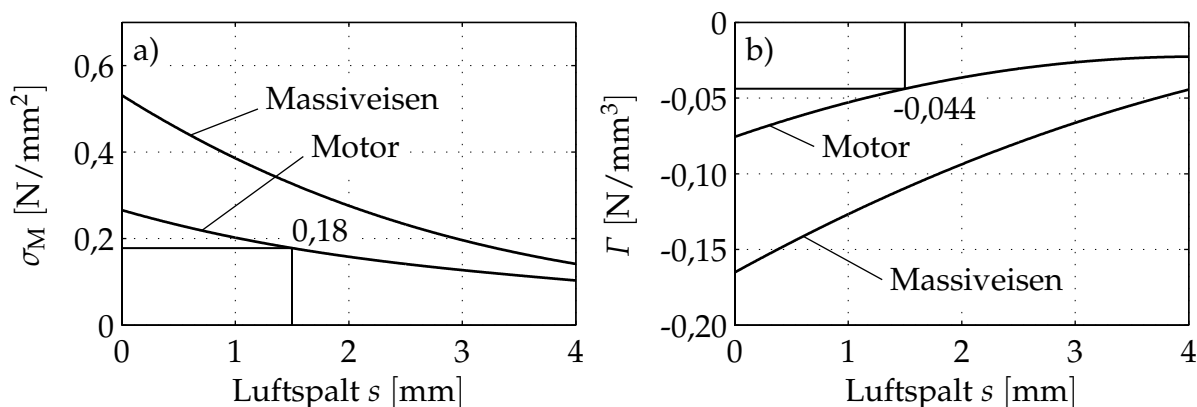


Bild 4.12: Gemessene Abhängigkeit der Normalkraft an den Antriebsmotoren der Maschinenachse vom Luftspalt: a) magnetische Zugspannung $\sigma_{M,m}(s)$ und korrigierte Zugspannung $\sigma_M(s)$; b) flächenbezogene Steifigkeit $\Gamma(s)$

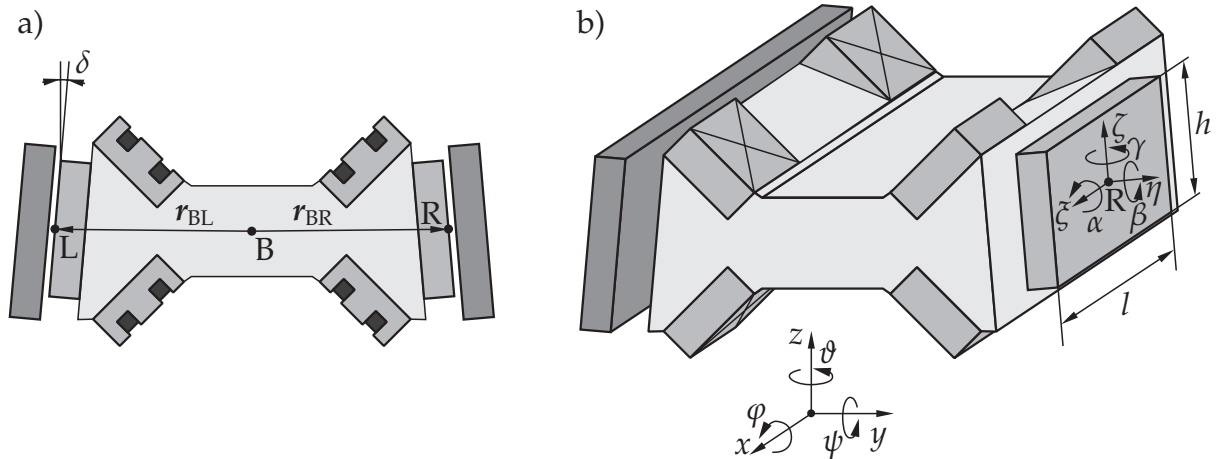


Bild 4.13: Geometrische Beziehungen der Lineardirektantriebe der Maschinenachse

Rechteckprofils, mit dem Unterschied, dass sie entsprechend negativ sind und destabilisierend wirken. Bezeichnet l die Längen- und h die Breitenausdehnung eines Primärteils (vgl. Bild 4.13b), so resultiert die Steifigkeit des Antriebs in η -Richtung zu

$$k_{\eta} = \Gamma l h \quad (4.41)$$

und die Drehsteifigkeiten für die Winkel α und γ betragen entsprechend

$$k_{\alpha} = \Gamma \frac{l^3 h}{12} \quad \text{bzw.} \quad k_{\gamma} = \Gamma \frac{l h^3}{12}. \quad (4.42)$$

Aufgrund der Linearität lassen sich die negativen Steifigkeiten beider Antriebe durch eine Koordinatentransformation auch für die generalisierten Koordinaten im Bezugspunkt angeben [PANN00, HEIM01]. Die Mittelpunkte L und R der aktiven Fläche des linken bzw. rechten Antriebs befinden sich jeweils im Abstand r_{BL} bzw. r_{BR} vom Bezugspunkt B. Damit folgt die translatorische Verschiebung der Referenzpunkte L bzw. R aufgrund der Bewegung der Achse in generalisierten Koordinaten zu

$$\mathbf{r}_L = \mathbf{r}_B + \boldsymbol{\phi} \times \mathbf{r}_{BL} \quad \text{bzw.} \quad \mathbf{r}_R = \mathbf{r}_B + \boldsymbol{\phi} \times \mathbf{r}_{BR}, \quad (4.43)$$

während die Neigung der Antriebe um δ durch die Rotationsmatrizen

$$R_L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \delta & -\sin \delta \\ 0 & \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad R_R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \delta & \sin \delta \\ 0 & -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

berücksichtigt wird. Durch Einführung des Tilde-Operators

$$\tilde{\mathbf{r}} = \begin{bmatrix} 0 & -r_z & r_y \\ r_z & 0 & -r_x \\ -r_y & r_x & 0 \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

zur Substitution des Kreuzproduktes in Gl. (4.43) folgen daraus die $[6 \times 6]$ -JACOBI-Matrizen der beiden Antriebe

$$\mathbf{J}_L = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_L & -\mathbf{R}_L \tilde{\mathbf{r}}_{BL} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_L \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{J}_R = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_R & -\mathbf{R}_R \tilde{\mathbf{r}}_{BR} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_R \end{bmatrix}, \quad (4.46)$$

welche die Steifigkeitsmatrizen

$$\mathbf{K}_\Gamma = \text{diag} [0, k_\eta, 0, k_\alpha, 0, k_\gamma] \quad (4.47)$$

der einzelnen Antriebe gemäß

$$\mathbf{K}_A = \mathbf{J}_L^T \mathbf{K}_\Gamma \mathbf{J}_L + \mathbf{J}_R^T \mathbf{K}_\Gamma \mathbf{J}_R \quad (4.48)$$

in die generalisierten Koordinaten transformieren. Die Matrix \mathbf{K}_A ist konstant und nur teilbesetzt, so dass die Berücksichtigung der Normalkräfte der Antriebe mit geringem Rechenaufwand im Regler möglich wird.

4.6 Modell der Mehrgrößen-Regelstrecke

Aus den Teilmodellen der Aktorik, Mechanik und Sensorik lässt sich die Mehrgrößen-Regelstrecke einer Magnetführung zusammensetzen. Je nach Art des Modellierungsaufwands der spezifischen Anwendung (lineares bzw. nichtlineares Aktormodell, Antriebe, Kraftdynamik) weist dieses Modell eine mehr oder weniger komplexe Struktur auf. Die Entkopplung über die inverse Streckenmodellierung führt zur Beschreibung der Magnetführung in den generalisierten Koordinaten \mathbf{q} . Alle dynamischen und geometrischen Kopplungen werden ebenfalls durch entsprechende inverse Modelle kompensiert. Die Überbestimmtheit der Aktorik und Sensorik wird dabei gemäß Gl. (4.28) bzw. Gl. (4.29) durch pseudoinverse JACOBI-Matrizen aufgelöst.

Bild 4.14 zeigt das resultierende Streckenmodell der Prototyp-Führung auf Basis eines linearen, dynamikbehafteten Aktormodells für die Differenzmagnetanordnung mit massiven Führungsschienen. Das Modell der Maschinenachse mit einem nichtlinearen, dynamikfreien Aktormodell und dem zusätzlichen Einfluss der Antriebe ist in Bild 4.15 wiedergegeben. Im Gegensatz zu den Unterschieden im Aktormodell ist das mechanische und sensorische Teilmodell in beiden Anwendungsfällen identisch. Lediglich die Struktur der JACOBI-Matrizen ist entsprechend der jeweiligen Konfiguration unterschiedlich. Unabhängig hiervon steht jedoch in beiden Modellen die mechanische Bewegungsgleichung im Zentrum.

Der eigentliche Reglerentwurf erfolgt dimensionslos durch unabhängige Regler, welche aus einer Lageabweichung $\Delta \mathbf{q}$ eine Sollbeschleunigung $\ddot{\mathbf{q}}_{\text{soll}}$ bestimmen. Durch Multiplikation der vom Lageregler berechneten Sollbeschleunigungen mit der (adaptierbaren) Massenmatrix \mathbf{M} wird die dynamische Kopplung der einzelnen Freiheitsgrade aufgrund der Massenverteilung im Regler berücksichtigt. Aus den so berechneten generalisierten

Sollkräften Q_{soll} folgen durch Transformation mit $(J^+)^T$ die Aktorkräfte F und hieraus wiederum mit dem entsprechenden inversen Aktormodell in Matrixform die Magnetströme I . Die Koeffizienten k_i und k_s der linearen Aktormodelle der einzelnen Aktoren sind dabei zu Diagonalmatrizen K_i und K_s zusammengefasst. Der momentane Vektor x der Aktorauslenkungen ergibt sich durch eine entsprechende Koordinatentransformation aus den generalisierten Koordinaten q .

4.7 Normierte Lageregelung

Durch die inverse Modellierung reduziert sich das eigentliche Streckenmodell jedes einzelnen Freiheitsgrads auf einen einfachen Doppelintegrator – das einfachste denkbare Streckenmodell eines mechanischen Systems. Der Reglerentwurf kann somit unabhängig für die einzelnen Freiheitsgrade $i \in \{y, z, \varphi, \psi, \theta\}$ durchgeführt werden.

Ein PD-Regler stellt zunächst den einfachsten, zur Stabilisierung der Strecke geeigneten Regelansatz dar. Die praktische Realisierung eines numerischen Differenzierers jedoch weist eine große Störanfälligkeit gegen das Messrauschen der Sensoren aufgrund der Hochpasseigenschaften der Differenzierung auf. Insbesondere bei einer Magnetführung ist dieser Ansatz deshalb nur schlecht geeignet [GOTT83, TIES97]. Die Verwendung eines Zustandsreglers stellt eine wesentlich bessere Wahl dar, da die dabei realisierte Beobachtung der Geschwindigkeit im Gegensatz zur numerischen Differenzierung

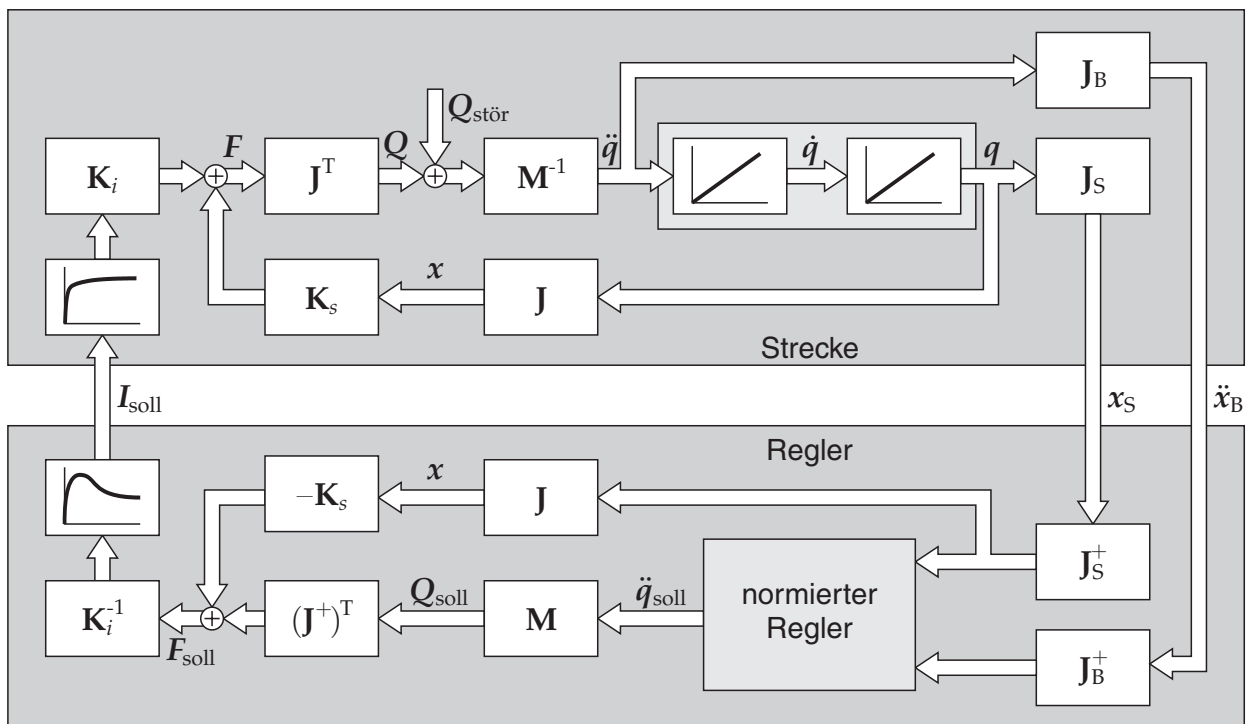


Bild 4.14: Mehrgrößen-Streckenmodell der Prototyp-Führung

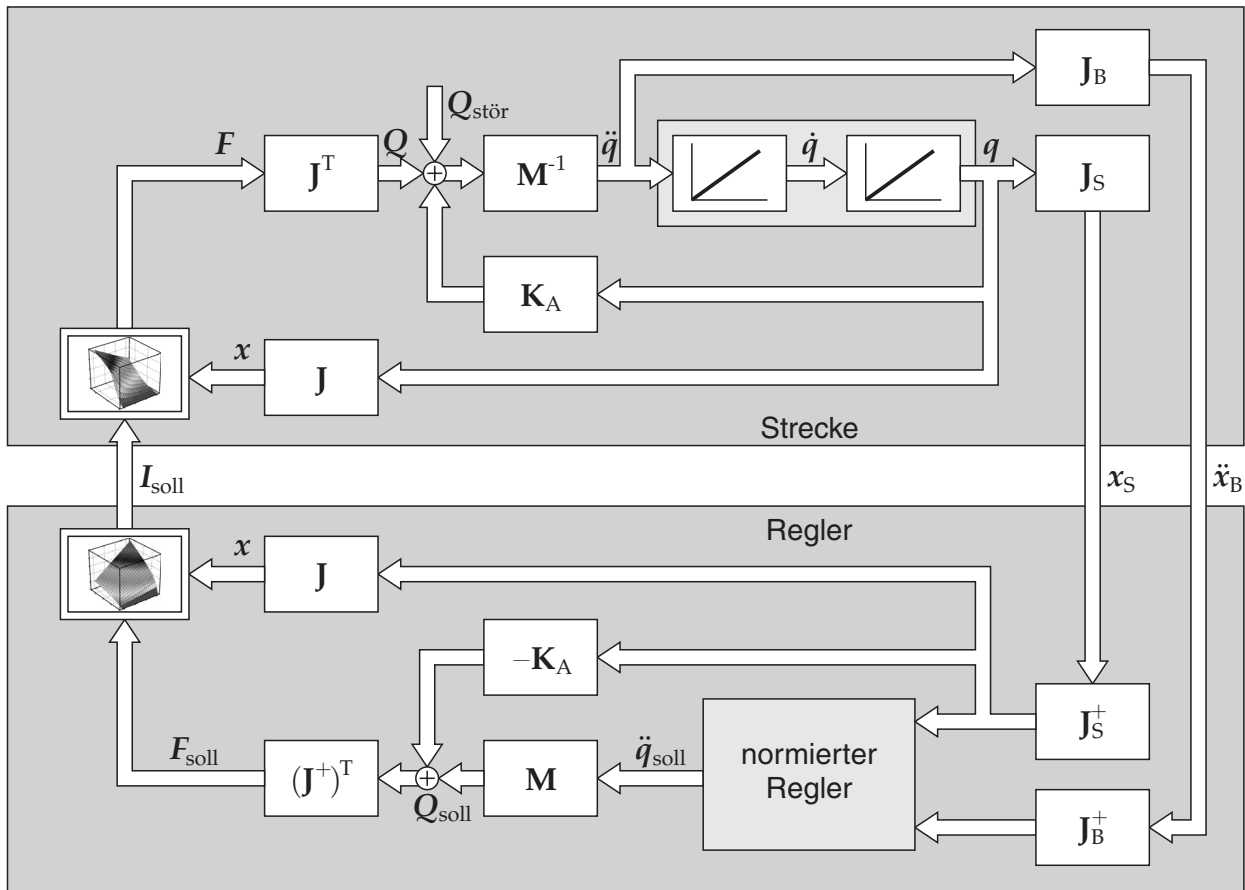


Bild 4.15: Mehrgrößen-Streckenmodell der Maschinenachse

bei ausreichend genauer Streckenmodellierung einer phasenneutralen Tiefpassfilterung entspricht. Für das vorliegende, einfache Streckenmodell ist weiterhin der Implementierungsaufwand eines Zustandsbeobachters nur marginal größer.

4.7.1 Berücksichtigung der gemessenen Beschleunigung

Eine Besonderheit bei der Beobachtung der Zustandsgrößen der Magnetführung ergibt sich daraus, dass neben der Messung der Lage der Magnetführung am Streckenausgang über die Beschleunigungssensoren auch der messtechnische Zugriff auf den realen Streckeneingang möglich ist. Bei einem konventionellen Beobachteransatz „sieht“ der Beobachter lediglich den Ausgang des Reglers und nicht den realen Streckeneingang (Bild 4.16a). Im Falle der ungestörten Strecke entsprechen sich beide Signale. Da jedoch externe Störkräfte in diesem Fall nur auf die Strecke und nicht auf den Beobachter wirken, entsteht bei gestörter Strecke eine Differenz zwischen den realen Zuständen und den beobachteten Zuständen. Wird hingegen das gemessene Eingangssignal der Strecke in den Beobachter gespeist, so folgen die beobachteten Zustände wesentlich genauer den realen Zuständen. In der Praxis zeigt sich, dass die Robustheit des Regelkreises – auch im Hinblick auf einen Sensorausfall – leidet, wenn sich der Beobachter ausschließlich

auf den gemessenen Streckeneingang abstützt. Aus diesem Grund kann durch einen Überblendfaktor

$$0 \leq \alpha \leq 1 \quad (4.49)$$

der Beobachtereingang mit einem Gemisch aus Sollbeschleunigung und Istbeschleunigung beaufschlagt werden (Bild 4.16b). Der Fall $\alpha = 0$ entspricht dabei dem konventionellen Beobachter. Werte von $\alpha = 0,4 \dots 0,8$ zeigten bei den untersuchten Magnetführungen gute Ergebnisse, wobei jeweils eine Abwägung mit den übrigen Reglerparametern erforderlich ist.

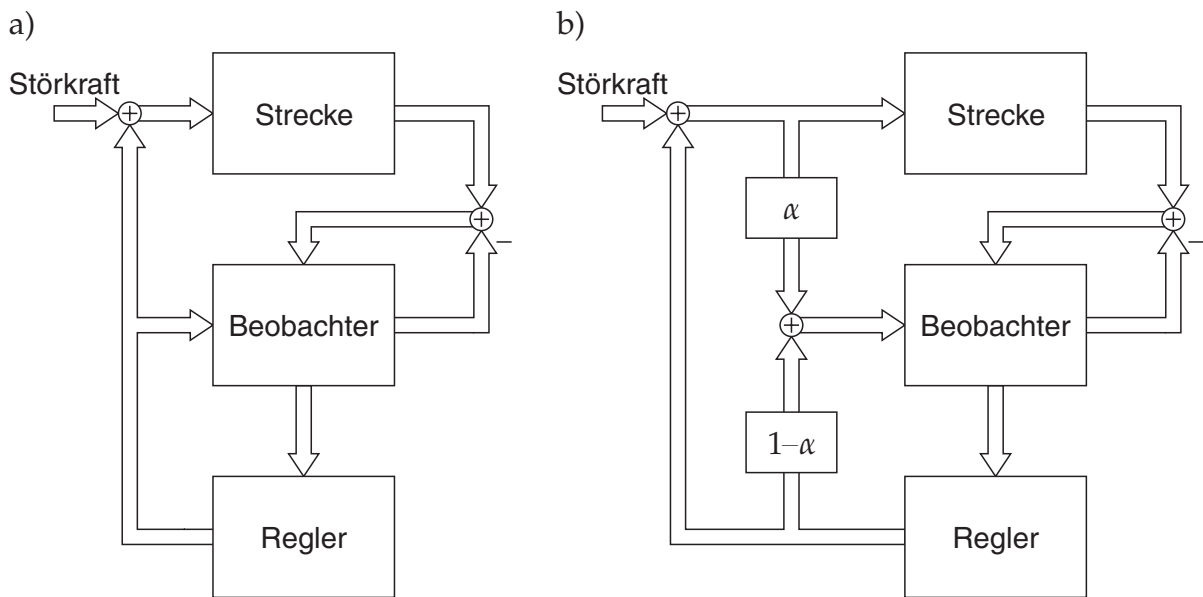


Bild 4.16: Blockschaltbild des Lageregelkreises: a) konventioneller Zustandsbeobachter; b) Erweiterung um Messung des Streckeneingangs

4.7.2 Zeitdiskretes Streckenmodell

Die zeitdiskrete Realisierung des Reglers im Regelrechner erfordert eine ebenfalls zeitdiskrete Beschreibung des Streckenmodells. Die häufig angewandte, quasikontinuierliche Ausführung mit Approximation der kontinuierlichen Integration durch den EULER-Algorithmus ist hingegen fehlerbehaftet, da die bei der exakten Diskretisierung entstehenden Terme höherer Ordnung vernachlässigt werden. Das zeitdiskrete Zustandsraummodell eines Freiheitsgrads i mit dem Zustandsvektor

$$\mathbf{z}_i = \begin{bmatrix} q_i \\ \dot{q}_i \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

lautet

$$\mathbf{z}_i[k+1] = \mathbf{A} \mathbf{z}_i[k] + \mathbf{B} u_i[k] \quad (4.51)$$

$$q_i[k] = \mathbf{C} z_i[k] \quad (4.52)$$

mit den vom jeweiligen Freiheitsgrad unabhängigen Zustandsraummatrizen

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} T^2/2 \\ T \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.53)$$

Die Systemzustände sind die Auslenkung und die Geschwindigkeit. Die Auslegung der Reglerückführung \mathbf{F} kann demzufolge später äquivalent zu derjenigen des anschaulicheren zeitkontinuierlichen Falls durchgeführt werden.

Da das primäre Regelziel in der exakten Einhaltung einer Sollposition besteht, ist ein integrierendes Regelverhalten erforderlich. Dies wird durch eine Zustandserweiterung auf den Zustandsvektor

$$\tilde{z}_i = \begin{bmatrix} \int q_i dt \\ q_i \\ \dot{q}_i \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

erreicht, woraus die für alle Freiheitsgrade gleichen, erweiterten Beobachtermatrizen

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 1 & T & T^2/2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} T^3/6 \\ T^2/2 \\ T \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \tilde{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

resultieren. Es wurde auch hier das zeitkontinuierliche Integral der Lageabweichung als erweiterter Zustand verwendet, um einen physikalisch motivierten Reglerentwurf zu ermöglichen.

4.7.3 Optimale Zustandsbeobachtung

Auf die Regelung der Magnetführung wirken verschiedenartige Störungen; neben den externen Prozesskräften sind dies u. a. Differenzen zwischen vorgegebener und tatsächlicher Stellkraft wie auch die durch Rauschen gestörte Messung der tatsächlichen Position. Die Störungen können in eine generalisierte Störbeschleunigung $\ddot{q}_{\text{stör}}$ sowie einen Wegfehler q_{rausch} transformiert werden.

Der mathematisch optimale Beobachterentwurf für ein derart gestörtes System wird – bei Annahme weiß rauschender Störungen – durch den Filterentwurf nach KALMAN realisiert [KALM60, BRAM75]. Die Beobachter-Rückführmatrix \mathbf{K} des KALMAN-Filters bestimmt sich dabei aus der Kovarianz-Matrix \mathbf{Q}_K des Prozessrauschens und der Kovarianz-Matrix \mathbf{R}_K des Messrauschens. Wird die Rückführung stationär bestimmt, so ist der Entwurf des KALMAN-Filters äquivalent zu dem nachfolgend beschriebenen Entwurf eines Optimalreglers nach RICCATI. Seine wahre Leistungsfähigkeit zeigt er jedoch, wenn eine dynamische Filteradaption mit einer über der diskreten Zeit kT veränderlichen Rückführmatrix $\mathbf{K}_i[k]$ eingeführt wird. Auf diese Weise adaptiert der Algorithmus

die Beobachterrückführung an die Qualität der Messung des Streckenausgangs. Bei kleinem Messrauschen „vertraut“ er mehr der Messung, bei großem Rauschen eher der Beobachtung.

Der Filter wird in jedem Abtastschritt k durch die Prädiktionsgleichungen

$$\tilde{z}_i^-[k] = \tilde{\mathbf{A}} \tilde{z}_i[k-1] + \tilde{\mathbf{B}} u_i[k] \quad (4.56)$$

$$\mathbf{K}_i^-[k] = \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{P}_i[k-1] \tilde{\mathbf{A}}^T + \mathbf{Q}_K \quad (4.57)$$

und die Korrekturgleichungen

$$\mathbf{K}_i[k] = \mathbf{K}_i^-[k] \tilde{\mathbf{C}}^T (\tilde{\mathbf{C}} \mathbf{K}_i^-[k] \tilde{\mathbf{C}}^T + \mathbf{R}_K)^{-1} \quad (4.58)$$

$$\tilde{z}_i[k] = \tilde{z}_i^-[k] + \mathbf{K}_i[k] (q_i[k] - \tilde{\mathbf{C}} \tilde{z}_i^-[k]) \quad (4.59)$$

$$\mathbf{P}_i[k] = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_i[k] \tilde{\mathbf{C}}) \mathbf{K}_i^-[k] \quad (4.60)$$

aktualisiert, vgl. [WELCO3]. $\mathbf{P}[k]$ ist dabei die zum Zeitschritt kT aktuelle Kovarianzmatrix des Schätzfehlers. Die Wahl der Kovarianzmatrizen \mathbf{Q}_K und \mathbf{R}_K beeinflusst die Qualität der Zustandsbeobachtung und stellt somit das Auslegungs- bzw. Einstellungskriterium für die Dynamik des KALMAN-Filters dar. Die Voraussetzung weißen Rauschens der Störungen ist in der Praxis normalerweise nicht gegeben, so dass auch ein KALMAN-Filter für den realen Einsatz nur eine näherungsweise optimale Lösung darstellt.

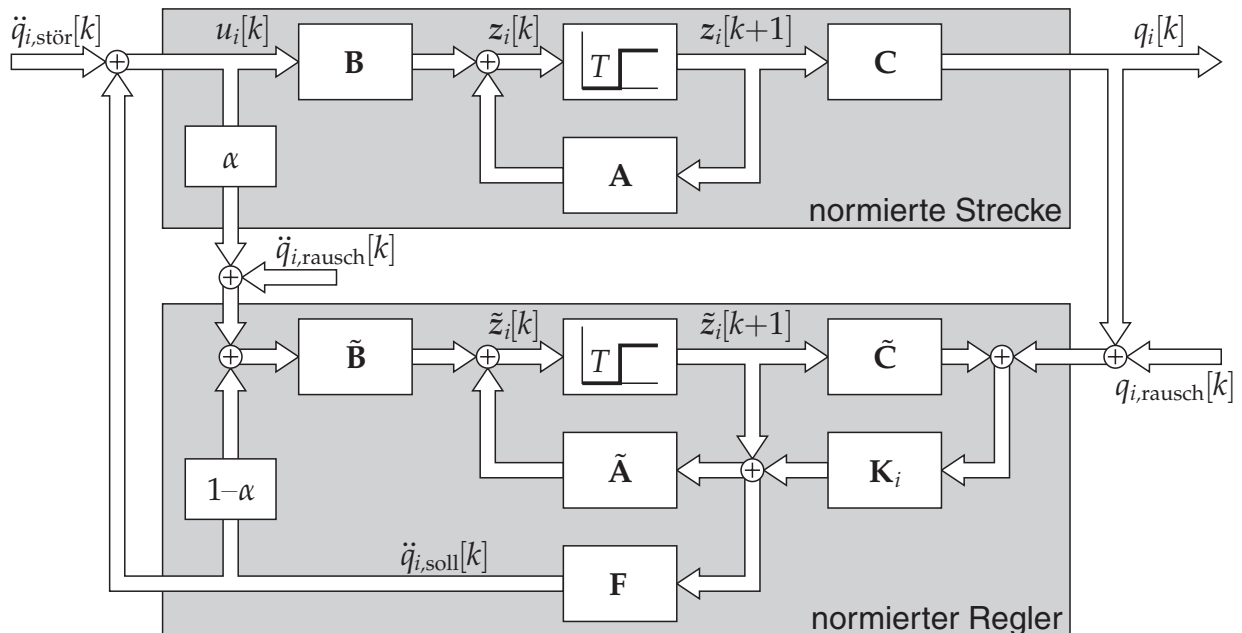


Bild 4.17: Blockschaltbild des normierten, zeitdiskreten Lagerregelkreises eines Freiheitsgrads i mit KALMAN-Filter als optimalem Zustandsbeobachter und zusätzlicher Messung des Streckeneingangs

Zur physikalisch motivierten Bestimmung der Kovarianz-Matrix \mathbf{R}_K kann die Streuung des Messrauschens der Sensoren gemäß

$$\mathbf{R}_{K_i} = \sigma_{q_i, \text{rausch}}^2 \quad (4.61)$$

herangezogen werden, welche aus Messungen an der unregelten Strecke hinreichend bekannt ist. Die Kovarianz-Matrix \mathbf{Q}_K der Prozessunsicherheit ist hingegen schwieriger zu beherrschen, da sie neben den externen Störungen u. a. auch die Modellierungsfehler beinhaltet und die Differenz zwischen den realen Systemzuständen und denjenigen im Beobachter angibt. Die Annahme einer großen Prozessunsicherheit bewirkt dabei eine schnelle Filterdynamik und damit eine schnelle Reaktion des Beobachters auf externe Störungen, koppelt jedoch vermehrt Messrauschen in die beobachteten Systemzustände ein, da sich der Beobachter zunehmend auf dem gemessenen Signal abstützt. Bei Wahl einer kleinen Prozessunsicherheit hingegen bestimmen sich die beobachteten Systemzustände vermehrt aus dem dynamischen Streckenmodell, wodurch die Rauschunterdrückung besser wird, aber auch die Reaktionsgeschwindigkeit des Beobachters auf externe Störungen abnimmt. Eine ebenfalls physikalisch motivierte Wahl von \mathbf{Q}_K ergibt sich aus der Annahme einer Unsicherheit V der am Streckeneingang anliegenden Beschleunigung, welche gemäß

$$V = \sigma_{\ddot{q}_i, \text{stör}} \quad (4.62)$$

der angenommenen Streuung einer Störbeschleunigung entspricht, aus der nach einem Abtastschritt entsprechend eine Zustandsabweichung resultiert. Der integrale Zustand als reiner Rechenzustand kann dabei als fehlerfrei angenommen werden, so dass aus der Störbeschleunigung über die Systemmatrix \mathbf{A} unmittelbar eine Näherung

$$\mathbf{Q}_{K_i} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & T^2 & 0 \\ 0 & 0 & T^4/4 \end{bmatrix} V \quad (4.63)$$

für die Kovarianz-Matrix des Prozessrauschens folgt. Dieser Weg hat sich in der Praxis als sehr gut geeignet herausgestellt. Für das Messrauschen der verwendeten Sensoren kann ein Wert von ca. $\sigma_{q_i, \text{mess}} = 1 \mu\text{m}$ angenommen werden; durch die Wahl der Eingangunsicherheit V wird dann die gewünschte Beobachterdynamik eingestellt.

4.7.4 Reglerentwurf

Zur Bestimmung der Reglerückführung \mathbf{F} wird oftmals ebenfalls ein Optimalansatz herangezogen. Der Entwurf nach RICCATI beispielsweise minimiert das Kostenfunktional

$$P = \int_0^{\infty} \left(\mathbf{z}^T \mathbf{Q}_R \mathbf{z} + u^T \mathbf{R}_R u \right) dt, \quad (4.64)$$

in welchem der Zustandsvektor z und die Stellgröße u quadratisch mit entsprechenden Wichtungsmatrizen \mathbf{Q}_R und \mathbf{R}_R aufintegriert werden. Aus der Lösung \mathbf{S} der Matrix-RICCATI-Differenzialgleichung

$$\mathbf{S} \mathbf{A} + \mathbf{A}^T \mathbf{S} - \mathbf{S} \mathbf{B} \mathbf{R}_R \mathbf{B}^T \mathbf{S} + \mathbf{Q}_R = \mathbf{0} \quad (4.65)$$

folgt die optimale Rückführmatrix unmittelbar zu

$$\mathbf{F} = -\mathbf{B}^T \mathbf{S} \mathbf{A} \left(\mathbf{R}_R + \mathbf{B}^T \mathbf{S} \mathbf{B} \right)^{-1}. \quad (4.66)$$

Es zeigt sich allerdings, dass die Wahl der Gewichte wiederum im Prinzip willkürlich ist; es ist letztlich das Dilemma einer jeden Optimierung, zunächst zu bestimmen, was *optimal* bedeuten soll und welches Zielkriterium damit zu erfüllen ist.

Für die Lageregelung der Magnetführung besteht ein sinnvolles Zielkriterium darin, das Zeitintegral der Regelabweichung zu minimieren. Die Dynamik der Regelung wird dabei durch das Wichtungsverhältnis von Stellgröße und Zustandsvektor und damit das Größenverhältnis von \mathbf{R}_R zu \mathbf{Q}_R vorgegeben. Wählt man die Wichtungsmatrix der Stellgröße zu

$$\mathbf{R}_R = 1, \quad (4.67)$$

so kann gemäß

$$\mathbf{Q}_R = \nu \mathbf{Q}_{R,0} \quad (4.68)$$

über den Parameter ν der Regelkreis auf die gewünschte Dynamik eingestellt werden.

Ein sinnvolle Wahl von $\mathbf{Q}_{R,0}$ besteht bei der Magnetführung darin, die Auslenkung bzw. das Zeitintegral derselben zu wichten. Bei Berücksichtigung beider Zustände durch Wahl von

$$\mathbf{Q}_{R,0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

degeneriert der Regler jedoch nahezu zu einem PD-Regler, da ein Pol nahe am Ursprung der komplexen Ebene zu liegen kommt (vgl. Bild 4.18a). Die beiden verbleibenden Pole stellen sich gemäß einer BUTTERWORTH-Konfiguration ein, wobei der Polradius durch die Variation von ν prinzipiell frei einstellbar ist.

Auch bei Wahl von

$$\mathbf{Q}_{R,0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.70)$$

und somit ausschließlicher Gewichtung des Integralanteils resultiert eine Polverteilung analog zu einem BUTTERWORTH-Tiefpassfilter (vgl. Bild 4.18b) mit variablem Polradius. Hier wird allerdings durch das bessere Zielkriterium auch eine hohe Dynamik des Inte-

gralanteils erzielt. Die Begrenzung der Grenzfrequenz und damit der Regelverstärkung ergibt sich in beiden Fällen durch die physikalische Gegebenheiten der realen Strecke und resultiert einerseits aus dem unvermeidlichen Messrauschen der Sensorik (vgl. Abschnitt 3.3) und andererseits aus Spill-Over-Effekten, d. h. der Entdämpfung nichtmodellierter, höherer Eigenformen der Maschinenstruktur durch die Regelung.

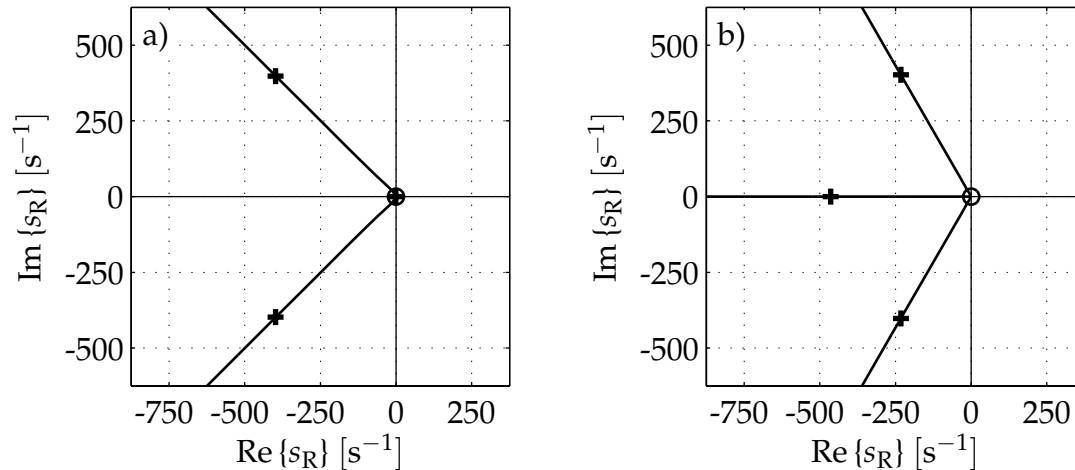


Bild 4.18: Pol-/Nullstellendiagramm des RICCATI-Optimalreglers: a) Wichtung von Auslenkung und Integral der Auslenkung (markiert: $\nu = 10^{11}$); b) Wichtung des Integrals der Auslenkung (markiert: $\nu = 10^{16}$)

Es ist zu beobachten, dass die aktive Lageregelung aller mechanischen Systeme bei Anwendung entsprechender Optimierungskriterien auf solch ein Tiefpassverhalten führt. Dies ist nur natürlich, wenn man betrachtet, dass – ausgehend vom Führungsverhalten – der Frequenzgang einer geregelten Strecke für einen möglichst großen Frequenzbereich eins sein sollte, dieser Frequenzbereich jedoch aufgrund der physikalischen Beschränkungen nicht beliebig breit sein kann und demzufolge zu höheren Frequenzen hin einbricht. Die BUTTERWORTH-Polkonfiguration des RICCATI-Ansatzes stellt dabei eine spezielle Tiefpassdynamik mit einem maximal flachen Durchlassbereich dar.

Unter Umgehung des mathematischen RICCATI-Ansatzes kann folglich jedoch durch Vorgabe einer entsprechenden Tiefpass-Polkonfiguration unmittelbar ein Regelverhalten vorgegeben werden, welches gemäß eines entsprechenden Kriteriums immer optimal ist. Für den Einsatz in Werkzeugmaschinen stellt die Maximierung der Dämpfung ein wesentliches Kriterium dar, da diese die Ratterfestigkeit der Führung vorgibt. Das folgende Kapitel 5 geht hierauf detailliert ein. Mit diesem Zielkriterium im Hintergrund stellt der RICCATI-Ansatz eine suboptimale Lösung dar und es ist besser, durch direkte Polvorgabe ein Regelverhalten mit maximaler Dämpfung einzustellen, anstatt durch Variation von \mathbf{Q}_R im Optimalregleransatz nach einer Lösung zu suchen, welche ein ebensolches Regelverhalten realisiert. Die Wahl von

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} s_R^3 & -3s_R^2 & 3s_R \end{bmatrix} \quad (4.71)$$

gibt drei Pole an der Stelle $s = s_R$ vor und realisiert somit einen maximal dämpfenden Regler. Die Wahl der Grenzfrequenz s_R wird von den physikalischen Beschränkungen der Strecke wie auch von der Wahl der übrigen Reglerparameter limitiert.

Eine Abweichung von der Reglerauslegung nach Gl. (4.71) ergibt sich bei zusätzlichen Dynamikeinflüssen in der Strecke durch die Verluste in den Schienen. Wie Abschnitt 4.3.3 bereits angesprochen, ist die Verwendung von Formfiltern zu hoher Ordnung unter Umständen problematisch. In diesem Fall kann eine Erhöhung der Geschwindigkeitsrückführung gemäß

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} s_R^3 & -3s_R^2 & 3k_D s_R \end{bmatrix}, \quad k_D \geq 1 \quad (4.72)$$

mit der dadurch verbundenen Phasenhebung den Dynamikverlust teilweise kompensieren. Allerdings ist dies nur unter Reduktion der Entkopplung der Freiheitsgrade zu erreichen, da die Filterung auf Aktorebene angesiedelt ist, während die Korrektur über die Reglerauslegung nur freiheitsgradweise möglich ist. Ein Wert von $k_D = 2$ hat sich bei der Prototyp-Führung als gut geeignet erwiesen.

4.8 Eigenschaften der Regelung

Die Parameter des Reglers und des Beobachters haben einen unterschiedlichen Einfluss auf das Führungs- und Störverhalten der Regelung. Aufgrund physikalischer Randbedingungen sind diese Parameter nicht frei einstellbar, sondern bewirken gemeinsam ein gewisses Regelverhalten. Die effektive Reglerverstärkung und damit die Störunterdrückung der geregelten Strecke ist von allen variablen Reglerparametern gemeinsam abhängig. Eine Vergrößerung des Reglerpolradius $|s_R|$ erhöht die Eigenfrequenz des geregelten Systems und verbessert die Störunterdrückung der Strecke. Die Veränderung der Eingangsunsicherheit V beeinflusst hingegen die Dynamik der Zustandsbeobachtung. Bei Annahme einer großen Abweichung zwischen realen und beobachteten Zuständen stützt sich der KALMAN-Filter mehr auf den Messwerten ab und die beobachteten Zustände entsprechen besser den realen Zuständen. Weiterhin ermöglicht die Berücksichtigung der gemessenen Beschleunigung ebenfalls eine verbesserte Beobachtung der Strecke, da in diesem Fall externe Störbeschleunigungen unmittelbar auf den Beobachter wirken.

4.8.1 Eingangs-Ausgangs-Verhalten

Ein Beurteilung des Einflusses der einzelnen Parameter auf die Reglerverstärkung kann aus der Betrachtung der Standardabweichungen der Zeitsignale am Streckenein- und -ausgang erfolgen. Bild 4.19 zeigt eine Messung der Varianzen beider Signale bei Variation der Reglerparameter. Gleichzeitig lässt sich an diesen Diagrammen die Qualität der

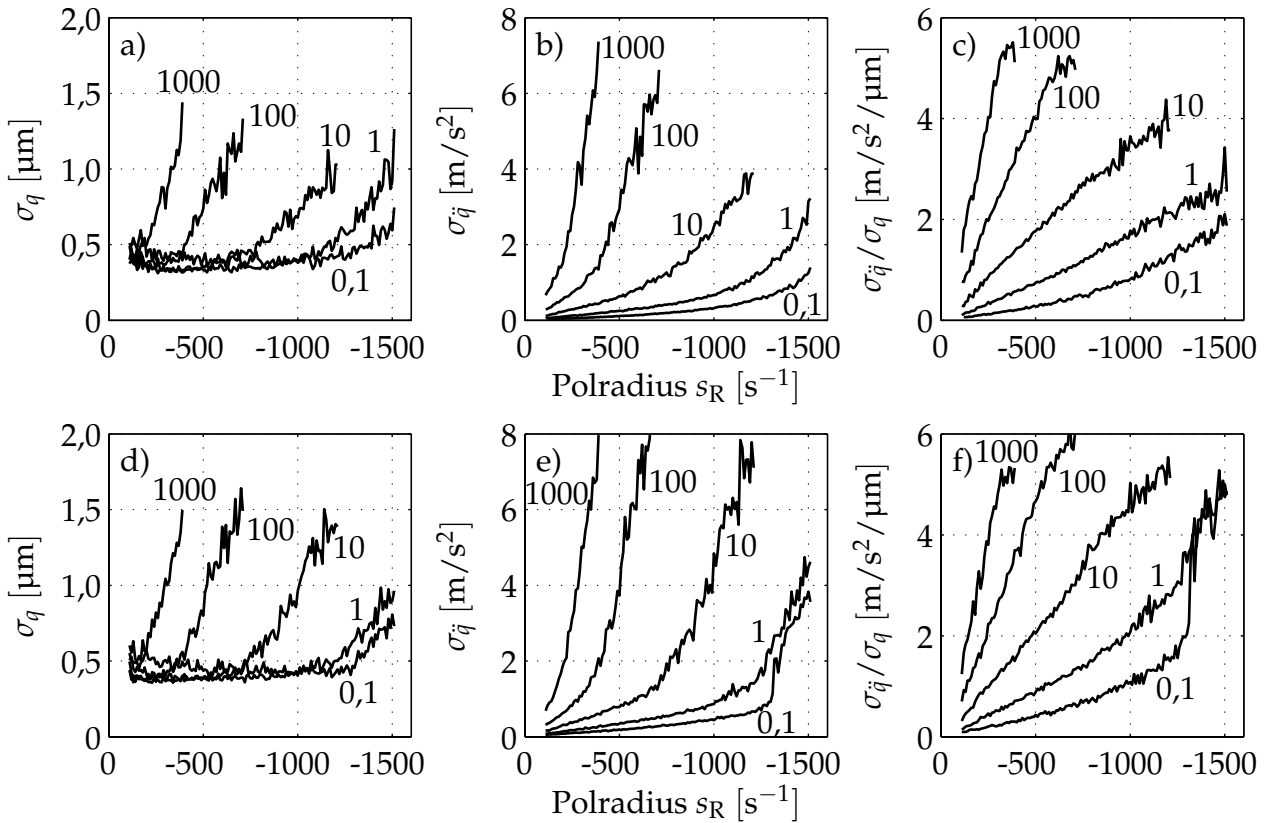


Bild 4.19: Streuung von Weg- und Kraftsignal in Abhängigkeit von der Eingangsunsicherheit V über der Reglerpollage s_R : a)–c) $\alpha = 0$; d)–f) $\alpha = 0,4$

Regelung in der Ruhelage ablesen. Ein Anstieg von σ_q markiert eine zunehmend unruhige Regelung, bei der die Position der Führung größeren Schwankungen unterliegt und auf geringere Positioniergenauigkeit der Führung hinweist. Demgegenüber entspricht ein Anstieg von $\sigma_{\dot{q}}$ einem größeren Rauschen am Streckeneingang und entsprechend einer stärkeren mechanischen Belastung des Schlittens der Führung. Die effektive Reglerverstärkung, welche für die Störunterdrückung relevant ist, folgt aus dem Quotienten $\sigma_{\dot{q}}/\sigma_q$ der beiden Standardabweichungen und ermöglicht einen Vergleich des Einflusses der Reglerparameter.

Die Messungen in Bild 4.19 wurden jeweils über den stabilen Bereich der Regelung durchgeführt. Es lassen sich zwei verschiedene physikalische Begrenzungen der effektiven Reglerverstärkung feststellen. Einerseits ist der maximale Radius der Reglerpole dadurch begrenzt, dass die Eigenfrequenz der Regelung in den Bereich mechanischer Eigenfrequenzen der Strecke (Torsion, Biegung) kommt. In diesem Fall werden diese entdämpft und die Regelung wird instabil. Bei der Prototyp-Führung ist diese Grenze erst bei ca. $s_R = -1500 \text{ s}^{-1}$ gegeben, während die erste dominante Eigenform des Maschinengestells die Reglerdynamik auf $s_R = -350 \text{ s}^{-1}$ begrenzt. Dabei ist insbesondere bei Zumischung des gemessenen Beschleunigungssignals am Reglereingang eine verstärkte Anregung höherer Moden zu beobachten. Als Zweites begrenzt der Anstieg des Rauschens der Stellgröße die Reglerverstärkung, da dann die Gefahr besteht, dass die Rege-

lung durch eine Übersteuerung der Stromsteller instabil wird. Dieser Übergang erfolgt meist spontan, so dass aus der Stabilität der Regelung über einen gewissen Zeitraum nicht auf eine globale Stabilität geschlossen werden kann.

Für die praktische Anwendung ist je nach gewünschtem Regelverhalten eine Abwägung der Reglerparameter gegeneinander erforderlich. Diese haben einen unterschiedlichen Einfluss sowohl auf das Stör- wie auch auf das Führungsverhalten der Regelung. Während Letzteres im nachfolgenden Abschnitt untersucht wird, ist der Analyse des Störverhaltens der Regelung – vor allem im Hinblick auf die Bedeutung für den Einsatz in einer Werkzeugmaschine – das Kapitel 5 gewidmet.

4.8.2 Führungsverhalten

Ein großer Vorteil einer aktiven Führung besteht in der Möglichkeit, mit dieser zusätzlich in die dynamische Struktur der Maschine einzugreifen. Die Magnete einer Magnetführung liegen im Kraftfluss der Maschinenachse, wodurch eine vollständige Beeinflussung der Achse in allen Freiheitsgraden möglich ist. Neben der bereits angesprochenen Möglichkeit der aktiven Versteifung der Struktur kann insbesondere durch eine geeignete Hybridregelung die Magnetführung als redundanter, hochdynamischer Aktor zum Ausgleich des Positionierfehlers der primären Achsantriebe verwendet werden [DENKO4a].

Für die Qualität des Führungsverhaltens zur Aufschaltung einer Zustellbewegung mit der Magnetführung ist der Führungsfrequenzgang ein aussagekräftiges Kriterium. Zwei Faktoren beeinflussen dabei die Qualität des Folgeverhaltens. Einerseits erhöht eine höhere Reglerdynamik die Grenzfrequenz der Regelung und damit auch die Eckfrequenz des Folgefrequenzgangs. Deutlich stärker beeinflusst jedoch die Struktur des Führreglers die Positionierung. Der Führregler kann als I- oder als PI-Regler ausgeführt werden, indem der Lagesollwert an der entsprechenden Stelle im Regler eingespeist wird. Der PI-Regler zeigt ein wesentlich besseres Folgeverhalten als der reine I-Lageregler. Die Erhöhung der Regelbandbreite der Führungsregelung hat bei beiden Methoden jedoch den Nachteil, dass parasitäre Kopplungen zwischen den Freiheitsgraden aufgrund von Modellierungsfehlern anwachsen.

Sowohl für die Prototyp-Führung wie auch die Maschinenachse wurde jeweils die vollständige Matrix der Führungsfrequenzgänge in allen Freiheitsgraden aufgenommen (Bilder 4.20 und 4.21). Aus den Frequenzgängen auf den Hauptdiagonalen der Matrix geht das Folgeverhalten der fünf Freiheitsgrade selbst hervor, während die Nebendiagonalen die gegenseitige Beeinflussung der Freiheitsgrade und damit die Qualität der Entkopplung der Strecke wiedergeben. Die Messungen wurden mit einer Amplitude von 20 μm für die translatorischen und 100 μrad für die rotatorischen Freiheitsgrade durchgeführt, so dass sichergestellt ist, dass die Magnetkraft im zulässigen Bereich bleibt. Die maximale erzielbare Wegamplitude ist bei beiden Führungen durch die zur Verfügung stehende Kraftamplitude begrenzt (vgl. Gl. (3.39) in Abschnitt 3.1.2).

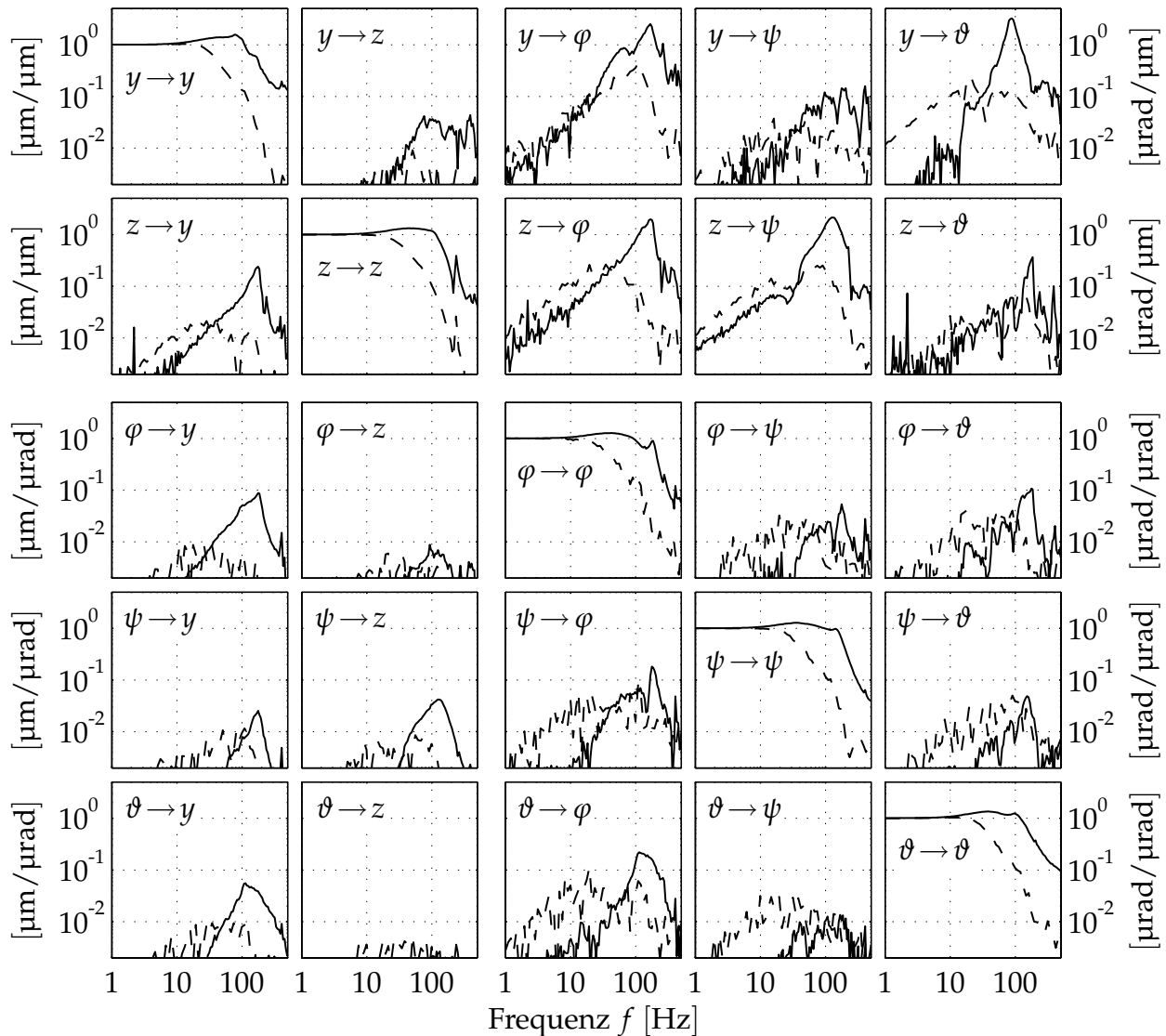


Bild 4.20: Matrix der Führungsfrequenzgänge der Prototyp-Führung für die Pollage $s_R = -400 \text{ s}^{-1}$ mit I-Lageregler (gestrichelt) und PI-Lageregler, Koordinaten gemäß Bild 4.9 auf Seite 71

Die Messungen an der Prototyp-Führung zeigen zusätzlich den Unterschied zwischen I- und PI-Lageregler. Die Bandbreite der Folgeregelung mit I-Lageregler beträgt ca. 20 Hz, während mit einem PI-Lageregler die Führung bis ca. 130 Hz der Sollamplitude folgt. Dieser Wert korreliert gut mit der eingestellten Reglerpollage von $s_R = -400 \text{ s}^{-1}$. Bei der Prototyp-Führung sind vier Koordinatenkopplungen von Relevanz, während die übrigen vernachlässigt werden können: Eine Bewegung in lateraler y -Richtung bewirkt aufgrund des hohen Schwerpunkts des Schlittens in Relation zur Wirkungsebene der Lateralmagnete eine Roll- (φ) und Gierbewegung (ϑ). Eine Anregung in vertikaler z -Richtung koppelt aufgrund des Einflusses der Masse des Kabelschlepps der Führung auf die Nickbewegung ψ , aber auch auf die Rollrichtung φ über.

Die Matrix der Führungsfrequenzgänge der Maschinenachse wurde nur mit einem PI-

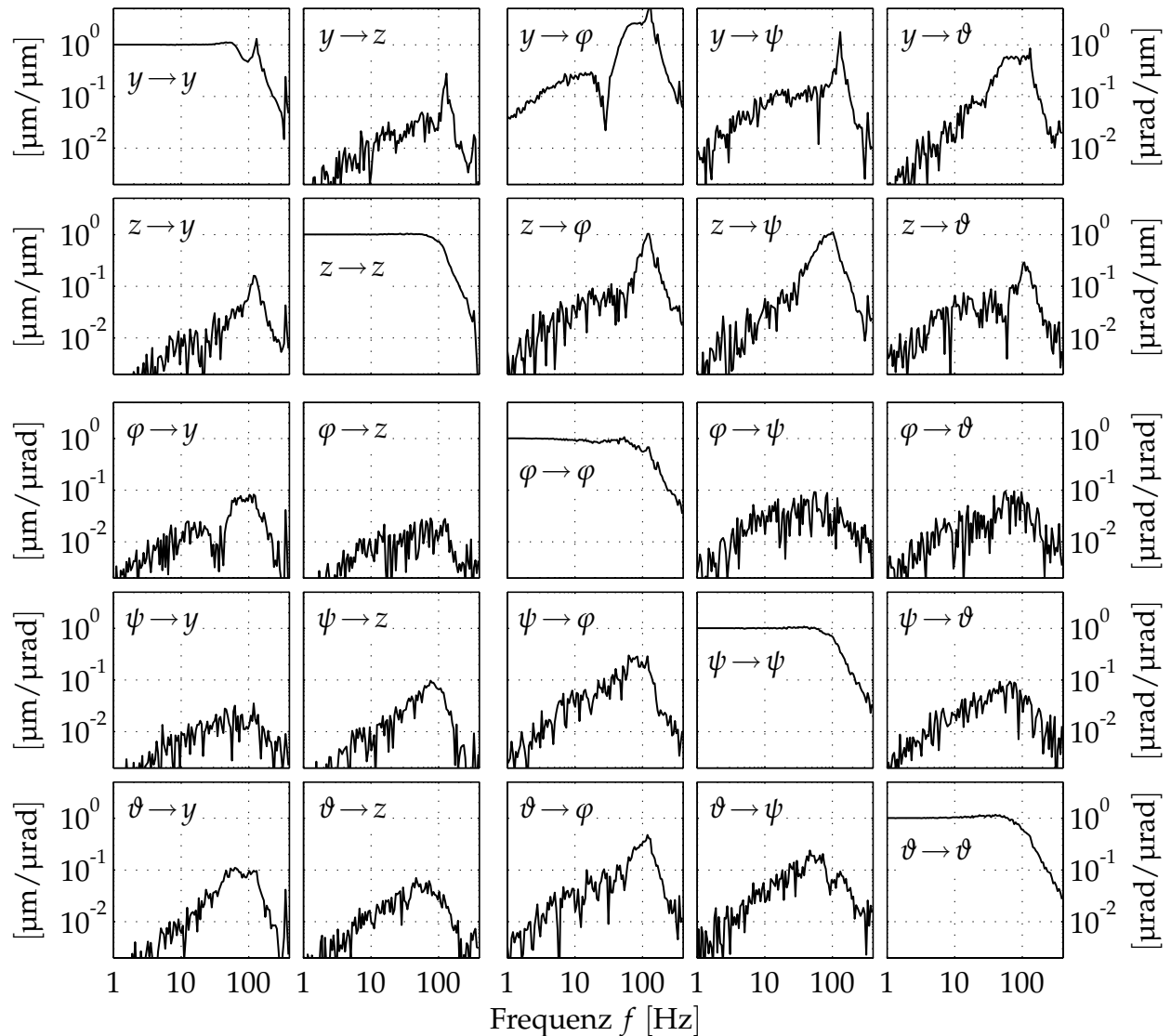


Bild 4.21: Matrix der Führungsfrequenzgänge der Maschinenachse für die Pollage $s_R = -300 \text{ s}^{-1}$ mit PI-Lagereger, Koordinaten gemäß Bild 4.10 auf Seite 72

Lagereger aufgenommen. Hier folgt die magnetgeführte z-Achse bis zu einer Frequenz von ca. 100 Hz der vorgegebenen Auslenkungsamplitude. Wie schon bei der Prototyp-Führung korreliert die Grenzfrequenz gut mit der an diesem System geringer eingestellten Reglerpollage von $s_R = -300 \text{ s}^{-1}$. Bei der Maschinenachse sind hingegen andere Koordinatenkopplungen relevant. Die laterale y -Bewegung koppelt stark in die Rollbewegung (φ) über, teilweise auch in die anderen Rotationsrichtungen. Dies ist auf die nicht vernachlässigbare Nachgiebigkeit des Maschinengestells als Reaktion auf die bei der hochdynamischen Positionierung entstehenden dynamischen Lasten zurückzuführen. Die selben Nachgiebigkeiten begrenzen die einstellbare Regeldynamik. Das Führungsverhalten in den rotatorischen Freiheitsgraden ist hingegen sehr gut und es existieren kaum Kopplungen zwischen den einzelnen Freiheitsgraden. Die Ursache ist darin zu suchen, dass bei der Maschinenachse der Schwerpunkt und der Bezugspunkt der

Regelung nahezu zusammenfallen und deshalb bei rotatorischer Bewegung der Schwerpunkt nur geringfügig ausgelenkt wird.

4.9 Identifikation der Massenmatrix

Die normierte Auslegung des Lageregelkreises der Magnetführung ermöglicht es, alle implementationsabhängigen Parameter in Gruppen zusammenzufassen. Während die nichtlineare Magnetkraftcharakteristik im inversen Magnetmodell zusammengefasst wurde und die konstanten geometrischen Parameter der Sensor- und Aktororte in den JACOBI-Matrizen Eingang finden, so beinhaltet die Massenmatrix \mathbf{M} alle kinetischen Größen. Im Gegensatz zu den erstgenannten Parametern können sich die Massenparameter durchaus im Betrieb ändern; insbesondere, wenn eine Magnetführung als Werkstückträger eingesetzt wird. Zur optimalen Anpassung der Regelung an die variable Beladung ist eine schnelle Adaption der Massenmatrix im Betrieb, vorzugsweise „auf Knopfdruck“ wünschenswert.

Aufgrund der Instabilität der Magnetführung ohne Regelung ist die Identifikation der Massenparameter nur im geschlossenen Regelkreis möglich. Somit besteht ein großes Problem bei der Erstinbetriebnahme einer Magnetführung darin, dass die Massenparameter zunächst theoretisch nur unzureichend genau bekannt sind. Es ist zwar möglich, aus dem CAD-Modell des Schlittens diese Daten abzulesen, doch der Masseneinfluss der weiteren Anbauteile wie Kabel, Befestigungen und nicht zuletzt des Kabelschlepps hat einen nennenswerten Einfluss. Für die Inbetriebnahme kann somit zunächst nur eine angenäherte Massenmatrix eingesetzt werden. Wird mit dieser ein stabiles Schweben erreicht, kann die reale Massenmatrix nachfolgend im Regelkreis identifiziert und adaptiert werden.

Vorteilhaft bei der Identifikation ist die Tatsache, dass kein dynamisches System zu identifizieren, sondern lediglich eine konstante Matrix zu bestimmen ist. Weiter ist das betrachtete System näherungsweise linear. Aus diesem Grund kann die Adaption durch einen Mehrgrößen-GAUSS-Schätzer einfach umgesetzt werden. Die getrennte Regelung der einzelnen Freiheitsgrade erleichtert dabei die Identifikationsaufgabe nachhaltig. Bei entsprechender Auslegung der Identifikation ist diese in der Lage, die komplette Massenmatrix der Magnetführung mit einer einzigen Messung schnell und zuverlässig zu bestimmen. Bei der Umsetzung wurden Adaptionszeiten von deutlich unter 2 s erzielt.

4.9.1 Mehrgrößen-LS-Identifikation

Für die Identifikation wird die inverse Modellierung der geometrischen Kopplung und des Magnetmodells als transparent betrachtet, so dass der am Reglerausgang verfügbare Sollkraftvektor \mathbf{Q} in generalisierten Koordinaten als Streckeneingang und die am

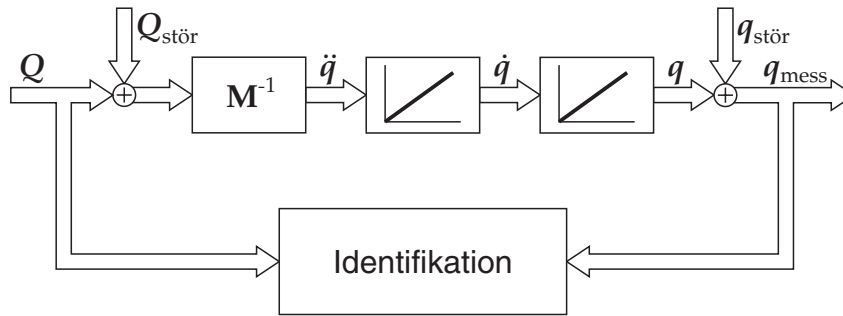


Bild 4.22: Blockschaltbild der Messgrößenabgriffe für die Identifikation

Reglereingang anliegende generalisierte Auslenkung q als Streckenausgang betrachtet werden kann. Vorteilhaft bei dieser Vorgehensweise ist, dass die Identifikation die *effektive* Massenmatrix schätzt, welche der Regler sieht, so dass u. U. Modellierungsfehler des inversen Aktor- und Geometriemodells durch die Massenmatrix ausgeglichen werden können (vgl. Bild 4.22).

Ausgangspunkt für die Identifikation ist somit die Bewegungsgleichung

$$\ddot{q} = \mathbf{M}^{-1}Q \tag{4.73}$$

in generalisierten Koordinaten. Während das Kraftsignal Q unmittelbar am Reglerausgang abgegriffen werden kann, muss die Beschleunigung \ddot{q} durch zweifache Differenziation der gemessenen generalisierten Auslenkung q ermittelt werden. Aufgrund der starken Rauschempfindlichkeit der numerischen Differenziation gemessener Daten ist hier eine vorausgehende Tiefpassfilterung unumgänglich. Zur Lösung der Identifikationsaufgabe stehen zwei unterschiedliche Ansätze zur Auswahl, und zwar die Schätzung der Inversen der Massenmatrix mit nachfolgender Inversion bzw. die direkte Schätzung der Massenmatrix. Beide unterscheiden sich in der Zusammensetzung des Fehlers, welcher minimiert wird.

Bild 4.23 zeigt das Blockschaltbild für die Schätzung der inversen Massenmatrix. Die zugehörige Schätzgleichung lautet

$$\ddot{q} = \hat{\mathbf{M}}^{-1}Q + e_{\ddot{q}} \tag{4.74}$$

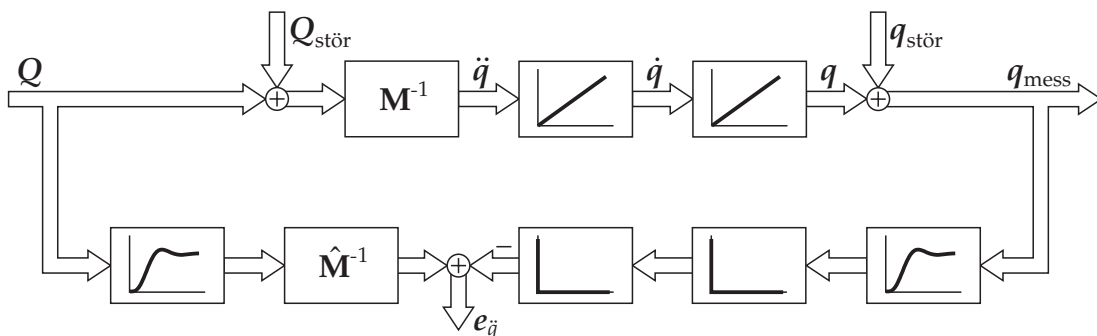


Bild 4.23: Ansatz zur Schätzung der inversen Massenmatrix

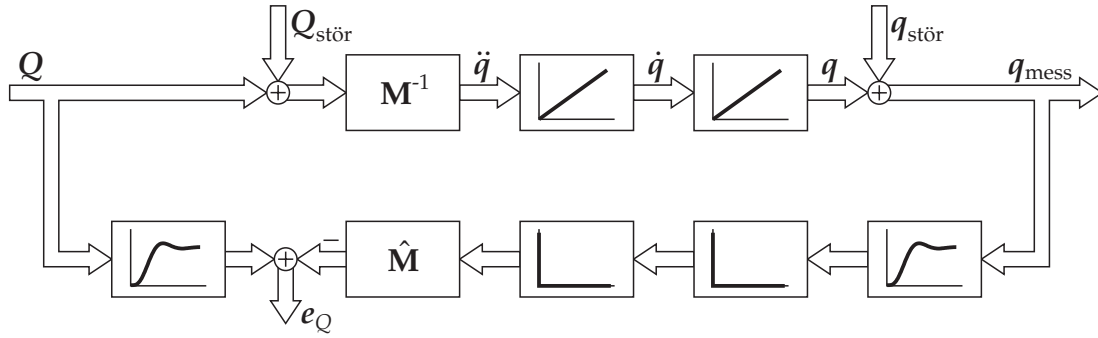


Bild 4.24: Ansatz zur direkten Schätzung der Massenmatrix

mit der zu identifizierenden Massenmatrix $\hat{\mathbf{M}}$ und dem Beschleunigungsfehler $e_{\ddot{q}}$. Die alternative direkte Schätzung von \mathbf{M} zeigt Bild 4.24. Hier lautet die zugehörige Schätzgleichung

$$\mathbf{Q} = \hat{\mathbf{M}}\ddot{\mathbf{q}} + e_Q \quad (4.75)$$

mit dem Kraftfehler e_Q .

Zur Lösung der Mehrgrößen-Schätzaufgabe ist die Auswertung eines Zeitsignalverlaufs $Q(t)$ bzw. $\ddot{q}(t)$ erforderlich, welcher genügend Information enthält, um die Mehrgrößen-Schätzaufgabe zuverlässig zu lösen. Neben einer ausreichenden Anregung aller Freiheitsgrade ist hierbei auch eine genügend große Signallänge Voraussetzung. Die Signalverläufe liegen hierbei im Regler bereits in abgetasteter Form als $Q[k]$ und $\ddot{q}[k]$ vor. Für die gleichzeitige Identifikation von f Freiheitsgraden ist eine Signallänge $N \geq f$ erforderlich. Gleichzeitig ist dafür Sorge zu tragen, dass die Anregung in den einzelnen Freiheitsgraden nicht miteinander korreliert ist, um die Kopplungen der Freiheitsgrade identifizieren zu können.

Für die Schätzung werden die abgetasteten Messwerte $Q[k]$ bzw. $\ddot{q}[k]$ zu $[f \times N]$ -Matrizen

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} Q[1] & \cdots & Q[N] \end{bmatrix} \quad (4.76)$$

bzw.

$$\ddot{\mathbf{q}} = \begin{bmatrix} \ddot{q}[1] & \cdots & \ddot{q}[N] \end{bmatrix} \quad (4.77)$$

zusammengefasst. Gl. (4.74) führt dann auf den GAUSS-Schätzer

$$\hat{\mathbf{M}}^{-1} = \ddot{\mathbf{q}}\mathbf{Q}^T (\mathbf{Q}\mathbf{Q}^T)^{-1}, \quad (4.78)$$

woraus sich die geschätzte Massenmatrix selbst noch einmal durch Invertierung gemäß

$$\hat{\mathbf{M}} = \mathbf{Q}\mathbf{Q}^T (\ddot{\mathbf{q}}\mathbf{Q}^T)^{-1} \quad (4.79)$$

ergibt. Die direkte Schätzung nach Gl. (4.75) führt hingegen auf die Schätzgleichung

$$\hat{\mathbf{M}} = \mathbf{Q}\ddot{\mathbf{q}}^T (\ddot{\mathbf{q}}\ddot{\mathbf{q}}^T)^{-1}. \quad (4.80)$$

Beide Ansätze unterscheiden sich in der Bezugsgröße bei der Bildung der Pseudoinversen der Messdaten und damit der Anordnung des Fehlervektors e , welche einen großen Einfluss auf die Qualität der Schätzung hat. Ein Maß hierfür stellt die Kondition der invertierten Matrix dar, welche möglichst nahe bei 1 liegen sollte. Beispielmessungen für die Prototyp-Führung zeigen für die inverse Schätzung nach Gl. (4.79) und Bild 4.23 eine Kondition von ca. 5, wohingegen im Fall von Gl. (4.80) bzw. Bild 4.24 eine Kondition von über 70 auftritt. Dies liegt darin begründet, dass das Beschleunigungssignal durch zweifache Differenziation des gemessenen Wegsignals gewonnen wird und dadurch qualitativ deutlich schlechter – d. h. mit einem größeren relativen Fehler beaufschlagt – ist, als das Kraftsignal am Streckeneingang. Aus diesem Grund ist die indirekte Schätzung nach Gl. (4.79) für den praktischen Einsatz klar zu bevorzugen.

4.9.2 Verwendete Testsignale

Für die Identifikation ist eine externe Anregung durch ein entsprechendes Testsignal $\zeta[k]$ erforderlich, da im Normalbetrieb die Magnetführung nahezu in Ruhe ist. Das Testsignal muss das System in allen Freiheitsgraden ausreichend anregen, um eine gute Qualität der Schätzergebnisse zu gewährleisten. Der relevante Frequenzbereich wird durch die Dynamik des zu identifizierenden Systems vorgegeben; für eine Magnetführung ist dies der Bereich unterhalb von 300 Hz. Die Mehrgrößen-Identifizierung der Massenmatrix durch eine einzige Messung benötigt weiterhin einen Testsignalvektor $\zeta[k]$ aus orthogonalen Testsignalen. Hier bieten sich Pseudoräusch-Binärsignale (PRBS) [ISER92] an, bei denen die Orthogonalität durch Zeitverschiebung gegeneinander erzielt werden kann. Die Anpassung des Frequenzbereichs erfolgt durch einen Haltefaktor λ , mit dem das PRBS-Signal gedehnt wird, d. h. jeweils für λ Abtastwerte wird der Sollwert konstant gehalten.

Bild 4.25a zeigt beispielhaft ein PRBS-Signal $\zeta[k]$ der Generationslänge $M = 63$ mit dem Haltefaktor $\lambda = 10$. Bei einer Abtastzeit von $T = 200 \mu\text{s}$ ergibt sich eine Signallänge von

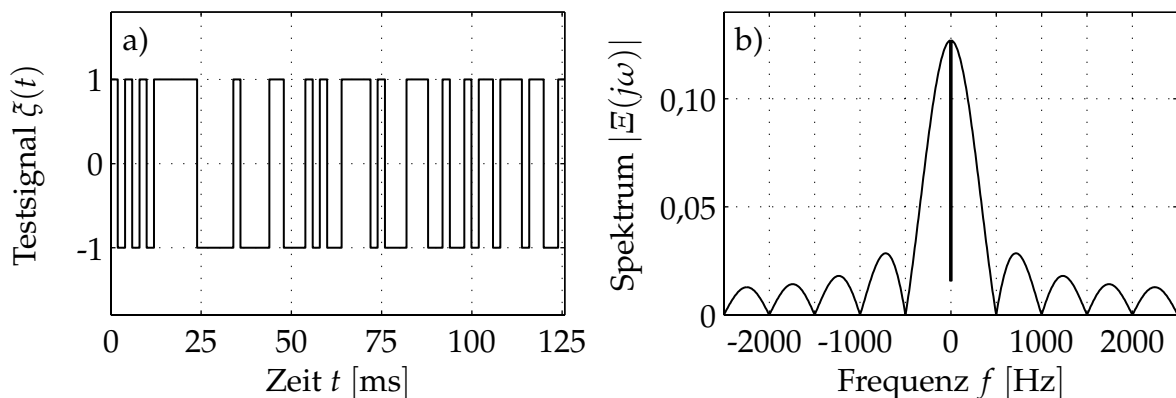


Bild 4.25: Zeitverlauf des PRBS-Anregungssignals für die Identifikation und dessen Spektralverteilung

126 ms und das in Bild 4.25b gezeigte Amplitudenspektrum. Die erste Nullstelle des Spektrums liegt bei $f = 500$ Hz und das Signal ist näherungsweise gleichanteilsfrei. Für die Mehrgrößenidentifikation werden die verschobenen Testsignale zu einem Testsignalvektor $\zeta[k]$ zusammengefasst und – mit entsprechenden Amplituden versehen – als Sollwerte auf den Lageregelkreis gegeben.

4.9.3 Identifikationsergebnisse

Bei der Messung wird das PRBS-Signal periodisch geschlossen und zyklisch als Lage-sollwert vorgegeben. Durch eine Mittelung mehrerer Perioden lässt sich der Einfluss des Messrauschens bereits deutlich verringern. Die Messsignale wurden mit einem IIR-BUTTERWORTH-Tiefpass 4. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 400 Hz gefiltert, so dass eine Bandbegrenzung der Signale auf den Bereich des größten Energieeintrags (vgl. Bild 4.25) erfolgt. Die Filterung beeinflusst die Identifikation hierbei nicht negativ, da alle Signale mit demselben Filter behandelt werden und somit die gleiche Phasenverschiebung erfahren.

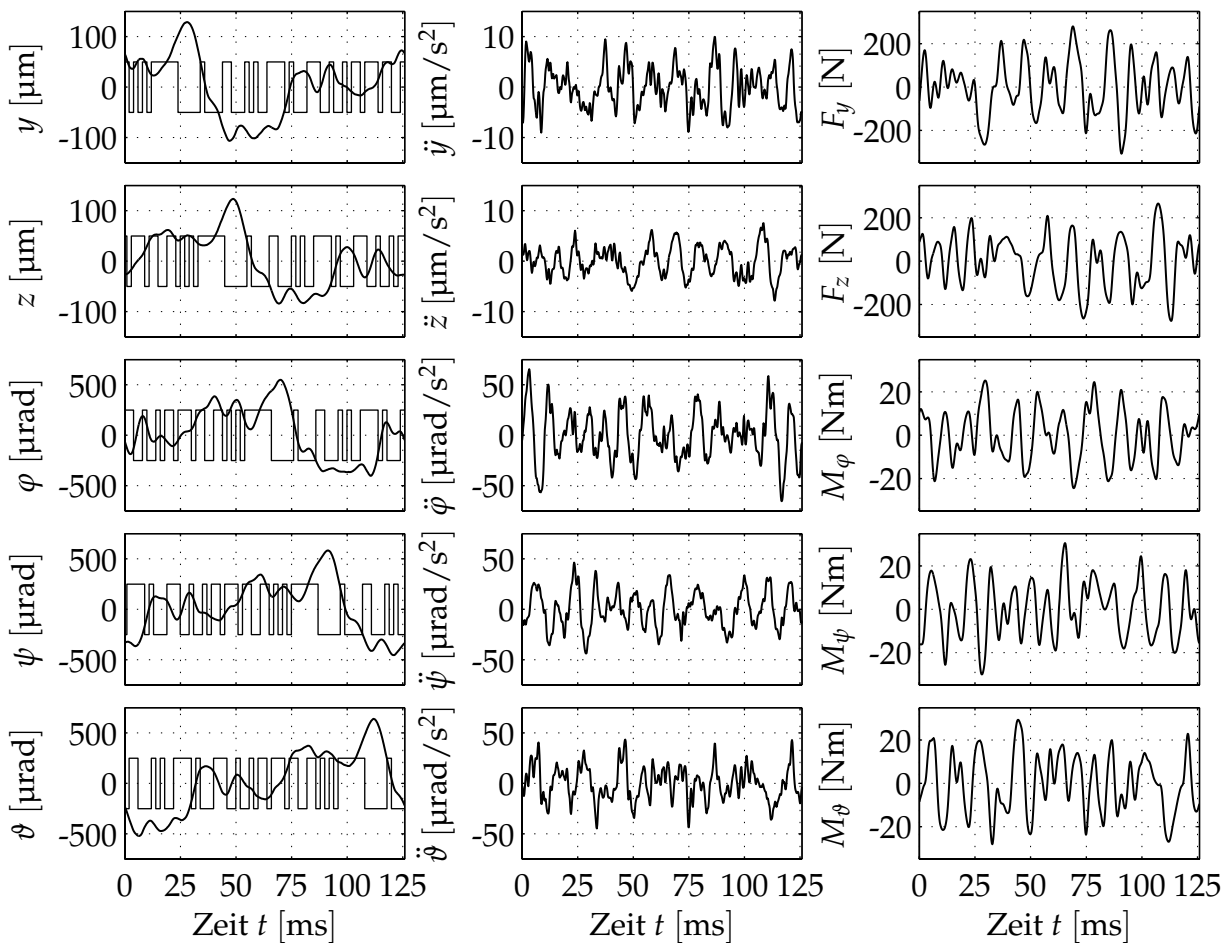


Bild 4.26: Gemessene Zeitsignale der Identifikation der Prototyp-Führung

Bild 4.26 zeigt beispielhaft die Reaktion der unbeladenen Prototyp-Magnetführung auf die beschriebene Anregung. Dargestellt sind die Soll- und Istauslenkungen der fünf geregelten Freiheitsgrade, der aus den gemessenen Wegsignalen durch zweifache Differenzierung ermittelte Verlauf der Beschleunigungen sowie der am Reglerausgang gemessene Kraftverlauf. Die gleichmäßige Anregung der Freiheitsgrade ist recht gut, worauf die Kondition

$$\text{cond}(\ddot{\mathbf{q}}\mathbf{Q}^T) = 5,17 \quad (4.81)$$

hinweist. Der GAUSS-Schätzer nach Gl. (4.79) ermittelt aus den Messdaten eine Massenmatrix

$$\hat{\mathbf{M}} = \begin{bmatrix} 42,2836 & 3,0408 & -2,5400 & 0,0233 & -1,1137 \\ -2,5949 & 48,8647 & -0,1851 & -0,7031 & -0,2088 \\ -3,2134 & -0,0544 & 0,5993 & -0,0102 & 0,0689 \\ 0,0591 & -1,0566 & 0,0003 & 0,8661 & 0,0205 \\ -0,2204 & -0,0596 & 0,0202 & 0,0241 & 0,9673 \end{bmatrix}, \quad (4.82)$$

welche zunächst nicht exakt symmetrisch ist. Weiterhin sind teilweise Elemente der Massenmatrix besetzt, obwohl diese nominell verschwinden sollten. Aus diesem Grund erfolgt eine Extraktion der realen Massenparameter aus der geschätzten Matrix, wobei mehrfach auftretende Elemente gemittelt werden können. Dies ist z. B. bei der Masse der Fall, welche in y -Richtung und in z -Richtung leicht unterschiedlich identifiziert wurde. Aus der Massenmatrix gemäß (4.82) lassen sich die Parameter

$$\begin{aligned} m &= 45,57 \text{ kg}, \\ r_{BCx} &= -2,57 \text{ mm}, \quad r_{BCy} = -2,62 \text{ mm}, \quad r_{BCz} = 63,12 \text{ mm}, \\ I_{xx} &= 0,599 \text{ kgm}^2, \quad I_{yy} = 0,866 \text{ kgm}^2, \quad I_{zz} = 0,967 \text{ kgm}^2 \end{aligned} \quad (4.83)$$

extrahieren. Die Deviationsmomente des Trägheitstensors sind sehr klein, da die Hauptträgheitsachsen des Schlittens mit den Koordinatenachsen nominell zusammenfallen. Sie werden deswegen durchgängig zu Null angenommen.

Die Identifikation der Maschinenachse ergibt die geschätzte Massenmatrix

$$\hat{\mathbf{M}} = \begin{bmatrix} 380,4614 & 57,8711 & 11,7221 & -8,2018 & 33,9739 \\ 4,7001 & 401,1349 & -1,0411 & -3,6711 & 4,4929 \\ 64,9524 & -19,1214 & 26,5102 & -3,5504 & -7,4061 \\ -11,1515 & -33,7109 & 5,8350 & 38,4710 & -0,0521 \\ -34,4682 & -41,0485 & 0,1287 & -3,3657 & 47,1627 \end{bmatrix}, \quad (4.84)$$

aus welcher durch Symmetrierung die Parameter

$$\begin{aligned} m &= 390,8 \text{ kg}, \\ r_{BCx} &= 67,4 \text{ mm}, \quad r_{BCy} = -25,8 \text{ mm}, \quad r_{BCz} = -98,1 \text{ mm}, \\ I_{xx} &= 26,51 \text{ kgm}^2, \quad I_{yy} = 38,47 \text{ kgm}^2, \quad I_{zz} = 47,16 \text{ kgm}^2 \end{aligned} \quad (4.85)$$

folgen. Auch für dieses System sind die Deviationsmomente in der Massenmatrix sehr klein und werden zu Null gesetzt. Die Kondition der invertierten Schätzmatrix ist mit

$$\text{cond}(\dot{\mathbf{q}}\mathbf{Q}^T) = 78,6 \quad (4.86)$$

allerdings deutlich größer als bei der Identifikation der Prototyp-Führung. Dies ist auf einen größeren Modellierungsfehler des Magnetkraftkennfeldes zurückzuführen. Die Unsicherheit der identifizierten Parameter ist demzufolge größer als bei der Prototyp-Führung.

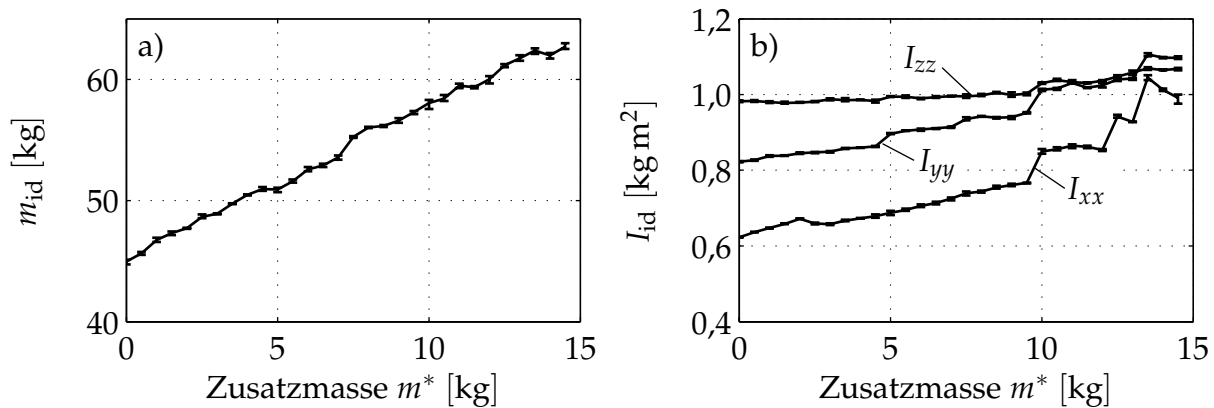


Bild 4.27: Ergebnisse der Massenidentifikation für variable Zusatzmassen m^* mit Toleranzbandbreite bei Mittlung über je drei Messungen: a) identifizierte Masse; b) identifiziertes Massenträgheitsmoment (die Sprünge reflektieren die variable Geometrie der Zusatzmassen)

Zur Verifikation der Leistungsfähigkeit der Massenidentifikation wurde weiterhin an der Prototyp-Führung die identifizierte Massenmatrix bei variabler Beladung aufgenommen. Hierzu wurden nach und nach Gewichtsstücke auf der Prototyp-Führung befestigt und jeweils drei Identifikationen durchgeführt. Bild 4.27 zeigt repräsentative Parameter der Identifikationsergebnisse. Die identifizierte Masse entspricht tendenziell sehr gut der realen Massenzunahme; auch kleine Massenänderungen können sehr gut und reproduzierbar identifiziert werden. Allerdings zeigt sich ein leicht überproportionaler Anstieg der identifizierten Masse. Dies ist auf die mit steigender Masse zunehmend schlechter werdende Regleradaption aufgrund der veränderten Massenmatrix zurückzuführen. Durch eine zweistufige, iterative Adaption ist ein genaueres Ergebnis erzielbar. Die Reproduzierbarkeit der identifizierten Parameter ist sehr gut, wie die Fehlerbandbreite über drei aufeinanderfolgende Identifikationen zeigt. Es ist somit einfach möglich, die Massenmatrix der Mehrgrößenregelung an veränderte Bedingungen anzupassen und jeweils eine gute Entkopplung der Freiheitsgrade zu erzielen. Dadurch können sehr einfach Messungen für verschiedene Massenkonfigurationen durchgeführt werden.

5 Untersuchungen zur Steifigkeit

Die in dieser Arbeit untersuchte Einsetzbarkeit einer Magnetführung als neuartige Maschinenkomponente im Werkzeugmaschinenbau erfordert die Verifikation der zu erwartenden Fertigungsgenauigkeit. Maßgeblich hierfür ist die Positioniergenauigkeit der Führung unter wechselnden Belastungen, wozu neben der durch die Sensorik dominierten statischen Genauigkeit vor allem das dynamische Nachgiebigkeitsverhalten beiträgt.

Magnetführungen zeigen ein von konventionellen Wälzführungen deutlich abweichendes Nachgiebigkeitsverhalten. Die für Magnetführungen meist betrachtete maximale dynamische Nachgiebigkeit ist zunächst höher als die statische Nachgiebigkeit einer konventionellen Wälzführung, welche in Datenblättern üblicherweise angegeben wird. Bei oberflächlicher Betrachtung erscheinen Magnetführungen deshalb zunächst als wenig steif und damit ungeeignet für den Einsatz in Werkzeugmaschinen. Jedoch ist es aufgrund der großen prinzipiellen Unterschiede nicht zulässig, allein den maximalen Betrag der Nachgiebigkeit zu betrachten. Vielmehr ist der vollständige Verlauf der Nachgiebigkeit im Frequenzbereich und insbesondere ihre Auswirkung auf die Bearbeitungsgenauigkeit zu berücksichtigen.

In diesem Kapitel wird deshalb zunächst der prinzipielle Unterschied des Nachgiebigkeitsverhaltens von Magnet- und Wälzführungen im Hinblick auf den Zerspanprozess und die konstruktiven Einflussmöglichkeiten untersucht und durch experimentelle Untersuchungen untermauert. Der Hauptaugenmerk bei diesen Untersuchungen und damit der einem Vergleich zugrunde liegende Leistungsparameter liegt dabei auf der Anfälligkeit der Führungen für regeneratives Rattern.

Die praktischen Auswirkungen der Nachgiebigkeitseigenschaften der Führung auf die Stabilität und Genauigkeit des Fräsprozesses werden anschließend anhand eines Einsatzes der Prototyp-Führung im realen Zerspanprozess verifiziert. Beispielhaft wurden Flanken- und Nutenfräsversuche in Stahl und Aluminium durchgeführt, um ein gewisses Spektrum an Prozessparametern abzudecken.

5.1 Steifigkeit von Werkzeugmaschinen

Die Steifigkeit von Werkzeugmaschinen – bzw. die Nachgiebigkeit als deren Kehrwert – lässt sich in die relativ einfach zu handhabende *statische Nachgiebigkeit* und die von vielen Faktoren beeinflusste *dynamische Nachgiebigkeit* unterteilen. Letztere wird insbesondere durch das Steifigkeits- und Dämpfungsverhalten der Koppel- und Fügestellen beeinflusst. Aus diesem Grund stellen vor allem die Führungselemente die entscheidenden

Schwachstellen dar, während die Struktursteifigkeit durch konstruktive Optimierung meist recht gut beherrschbar ist.

5.1.1 Einfluss der Steifigkeit auf den Spanprozess

Die statische bzw. quasistatische Nachgiebigkeit einer Maschine wirkt sich im Wesentlichen auf die Maßhaltigkeit und Formtreue bearbeiteter Werkstücke aus, während eine unzureichende dynamische Steifigkeit zu fremd- und selbsterregten Maschinenschwingungen (Rattern) mit einer mangelhaften Oberflächenqualität und erhöhtem Verschleiß an Maschine und Werkzeug – bis hin zum Werkzeugbruch – führen kann. Insbesondere diese Effekte beeinträchtigen die Produktivität einer Werkzeugmaschine, da sie die Grenzspannungsbreite und damit das maximale Zerspanvolumen limitieren [TÖNS95, WECK01]. Problematisch an den selbsterregten Schwingungen ist das spontane Auftreten und die Abhängigkeit von den teilweise unbekanntem Prozessparametern.

Insbesondere in der Nähe der Eigenfrequenzen der Maschinenstruktur kann die Stabilitätsgrenze für das Auftreten selbsterregter Schwingungen leicht überschritten werden, da sich dort zusätzlich Resonanzeffekte aufgrund der geringen passiven Dämpfung der Führungen realer Werkzeugmaschinen bemerkbar machen. Dämpfungswerte in Bereich von $D = 0,01 \dots 0,05$ sind hierbei realistisch [ISPA97, WECK01]. Die Andersartigkeit des Nachgiebigkeitsverhaltens einer Magnetführung mit ihrer extrem hohen aktiven Dämpfung und nahezu unendlichen statischen Steifigkeit aufgrund des integrierenden Regelverhaltens bietet hier ein nachhaltiges Verbesserungspotential gegenüber Wälzführungen.

5.1.2 Ursache des regenerativen Ratterns

Regeneratives Rattern entsteht durch eine Modulation der Spanungsdicke h bei aufeinanderfolgenden Werkstück- (beim Drehen) bzw. Werkzeugrotationen (beim Fräsen) aufgrund der dynamischen Maschinennachgiebigkeit (vgl. Bild 5.1a,b). Durch einen Mitkopplungseffekt kann es zu einem Aufschwingen der Spanungsdicke und damit zu selbsterregten Schwingungen führen. Begrenzender Faktor für die erzielbare Spannungsbreite b und damit das Spanvolumen pro Zeit ist das globale Minimum des Realteils des in Normalenrichtung des Schnittprozesses gerichteten Nachgiebigkeitsfrequenzganges $G_M(j\omega)$ [TÖNS95, WECK01].

Der Regenerativeneffekt des repetierenden Schnittprozesses mit definierter Schneide kann als Totzeitmodell mit der Übertragungsfunktion

$$G_P(j\omega) = b k_{D,dyn} \left(e^{-j\omega T_{Span}} - 1 \right) \quad (5.1)$$

modelliert werden, wobei die Totzeit T_{Span} die Zeit zwischen zwei aufeinanderfolgenden Eingriffen einer Schneide an derselben Stelle im Werkstück angibt (vgl. Bild 5.2). Die

spezifische dynamische Drangkraft $k_{D,dyn}$ stellt eine von Material und Prozess abhängige, charakteristische Größe des spezifischen Spanvorgangs dar [TÖNS95]. Weiterhin geht die Spanbreite b als geometrischer Längenparameter linear in diesen Zusammenhang ein.

Der Prozess $G_P(j\omega)$ bildet zusammen mit dem Nachgiebigkeitsverhalten $G_M(j\omega)$ der Maschine einen geschlossenen Kreis, dessen Übertragungsfunktion sich zu

$$G_K(j\omega) = \frac{G_M(j\omega)}{1 - G_M(j\omega)G_P(j\omega)} \quad (5.2)$$

ergibt. Die Stabilitätsgrenze des geschlossenen Kreises wird gemäß dem Nyquist-Kriterium erreicht, wenn für den offenen Kreis die Bedingung

$$G_P(j\omega)G_M(j\omega) = 1 \quad (5.3)$$

erfüllt ist. Somit tritt selbsterregtes regeneratives Rattern auf, wenn sich die inverse Ortskurve des Prozesses und die Ortskurve der Maschinennachgiebigkeit schneiden (vgl. Bild 5.1c). Das konkrete Auftreten von Rattern ist aufgrund des Totzeitverhaltens des Prozesses drehzahlabhängig; es existieren kritische Drehzahlen, welche anfällig für Rattern sind und solche, die auch bei größerem Zerspanvolumen stabil bleiben. Das globale

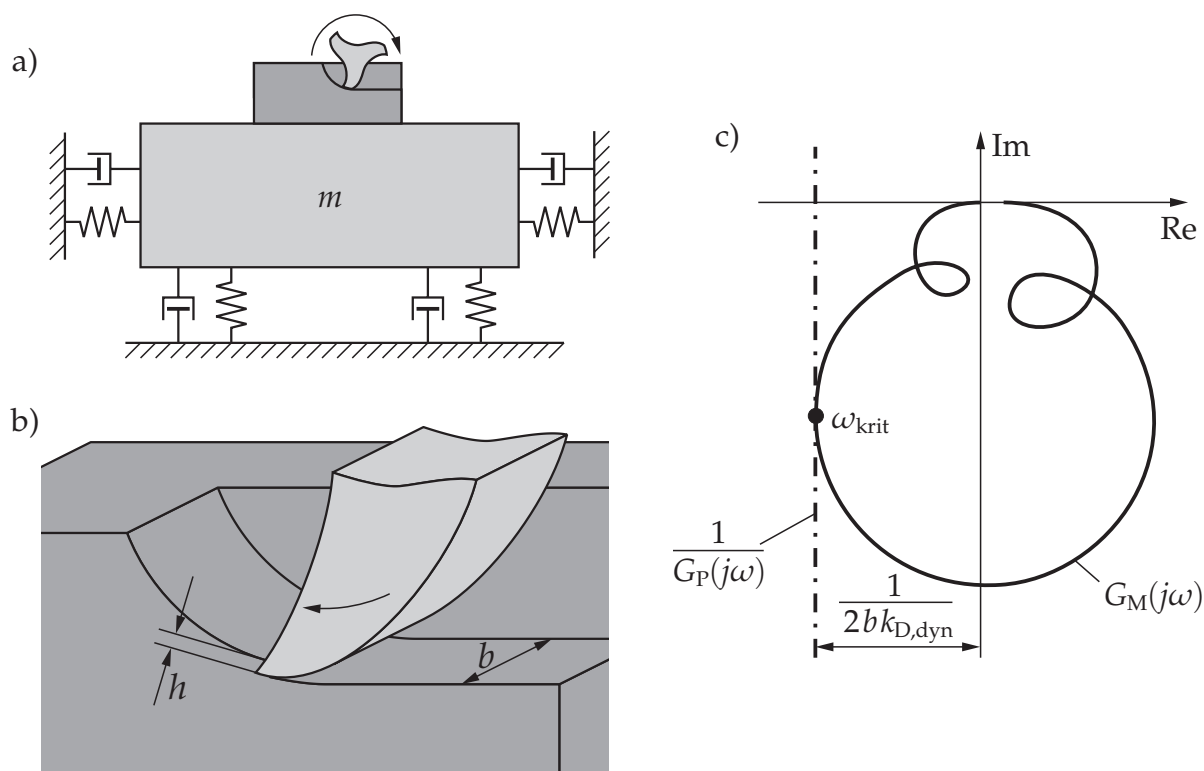


Bild 5.1: Entstehung regenerativen Ratterns: a) vereinfachte schematische Darstellung der nachgiebigen Maschinenstruktur; b) geometrische Beziehungen an der Schneide; c) Bedeutung des Minimums des Realteils der Maschinennachgiebigkeit

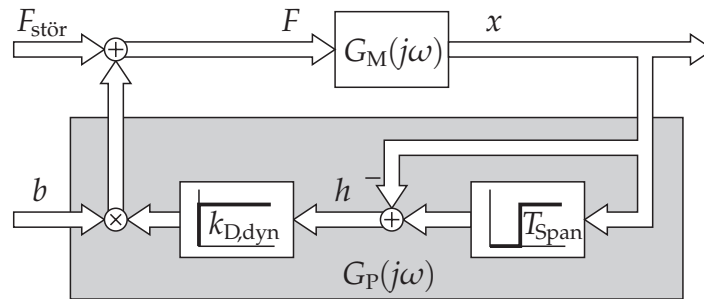


Bild 5.2: Blockschaltbild zum Entstehen von selbsterregten Ratterschwingungen (nach [TÖNS95])

Minimum der Grenzspannungsbreite, unterhalb dessen Rattern in allen Drehzahlen sicher vermieden wird, ergibt sich gemäß

$$b_{\max} = \frac{1}{2k_{D,\text{dyn}} |\operatorname{Re}\{G_M(j\omega)\}_{\min}|} \quad (5.4)$$

aus dem Nachgiebigkeitsfrequenzgang der Maschine. Um über einen weiten Bereich verschiedener Prozesse Rattern sicher zu vermeiden, stellt die Maximierung des Minimums des Realteils der Maschinennachgiebigkeit demzufolge ein wesentliches Ziel bei der konstruktiven Optimierung einer Maschine dar.

5.1.3 Einfluss der Führungen auf die Maschinennachgiebigkeit

Wie bereits angesprochen, ist die konstruktive Optimierung der Struktur prinzipiell beherrschbar. Durch den Einsatz stark dämpfender Materialien (Hydropol^{®1}, Granit) oder konstruktive Maßnahmen (z. B. die Ausnutzung von Reibungsdämpfung [POPP03]) kann der Struktureinfluss der Nachgiebigkeit in gewissen Bereichen eingestellt werden.

Anders verhält sich dies bei den Führungen. Gleitführungen weisen zwar eine hohe Dämpfung auf, sind jedoch für hochdynamische Maschinen gänzlich ungeeignet. Bei Beschränkung auf rein passive Führungen ist der Konstrukteur bisher auf Wälzführungen festgelegt. Diese besitzen jedoch prinzipbedingt lediglich die geringe Materialdämpfung der Wälzkörper, wodurch sich konstruktiv nur geringe Optimierungsmöglichkeiten bieten. Magnetführungen mit ihrem vollständig unterschiedlichen Nachgiebigkeitsverhalten gestatten hier hingegen wie nachfolgend gezeigt völlig neue Möglichkeiten.

Um einen Vergleich der Nachgiebigkeitseigenschaften von Wälz- und Magnetführung zu ermöglichen, wird in den weiteren Betrachtungen die Strukturnachgiebigkeit vernachlässigt und die gesamte Nachgiebigkeit der Maschine auf die Führungen konzentriert. Es erfolgt ein vereinfachter, theoretischer Vergleich der Charakteristiken, welcher

¹Hydropol[®] ist ein moderner, hochdämpfender Verbundwerkstoff und besteht aus einer armierten, selbsttragenden Stahlhülle mit einer Füllung aus Spezialbeton. Der Werkstoff erlaubt die kostengünstige Fertigung eigensteifer, komplexer Maschinengestelle für Hochleistungsanwendungen [SCHN04].

darauflin durch Messungen untermauert wird. Die Untersuchungen beanspruchen dabei keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Sie haben nur prinzipiellen Charakter, da die Nachgiebigkeit realer Maschinen durch eine Vielzahl weiterer Parameter beeinflusst wird.

5.2 Nachgiebigkeitsverhalten von Wälzführungen

Die Kugeln bzw. Rollen einer Wälzumlauführung verhalten sich aus dynamischer Sicht näherungsweise wie Feder-elemente, deren Federkennlinie aufgrund des HERTZschen Kontakts der Wälzkörper progressiv ist [REXRO3]. Insbesondere bei stark vorgespannten Führungseinheiten lässt diese sich jedoch mit genügender Genauigkeit linearisieren. Durch den Einsatz einer entsprechenden Anzahl von Wälzkörpern ist eine hohe Steifigkeit erzielbar, allerdings ist die Dämpfung in der Führung sehr gering. Die statische Steifigkeit einer wälzgeführten Maschinenachse wird ausschließlich durch diese statische Steifigkeit der Führungseinheiten vorgegeben.

5.2.1 Einflussgrößen der dynamischen Nachgiebigkeit

Dynamisch lässt sich ein auf Wälzkörpern gelagerter Achsschlitten als Einmassenschwinger mit (allgemein) sechs Freiheitsgraden beschreiben, dessen Eigenfrequenzen und Schwingungsformen insbesondere von der Geometrie abhängen. Bei idealisierter Betrachtung eines einzelnen, translatorischen Freiheitsgrads lassen sich die insgesamt vier Führungseinheiten einer vollständig geführten Maschinenachse als parallelgeschaltete Feder-/Dämpferelemente approximieren. In der Praxis treten jedoch aufgrund der Parameterstreuung der Führungseinheiten meist gekoppelte Kippschwingungen auf, deren Eigenfrequenz unterhalb und deren Amplitude oberhalb des Idealfalls liegt. Eine umfassende theoretische und messtechnische Untersuchung des Steifigkeits- und Dämpfungsverhaltens verschiedener handelsüblicher Wälzführungen findet sich in [ISPA97]. Dort wurden insbesondere auch Kippschwingungen untersucht.

Der prinzipielle Verlauf des Betrags und der Ortskurve des Nachgiebigkeitsfrequenzgangs

$$G_M(s) = \frac{1}{m s^2 + 2D\sqrt{cm} s + c} \quad (5.5)$$

eines Freiheitsgrads einer Wälzführung bei Variation der Parameter Masse, Steifigkeit und Dämpfung ist in Bild 5.3 dargestellt. Zugrunde liegt eine typische Maschinenachse mit einer Masse von $m = 400 \text{ kg}$ und eine handelsübliche Rollenführung der Baugröße 35 mit einer Steifigkeit von $c = 1 \text{ kN}/\mu\text{m}$ je Führungswagen und einer Dämpfung von $D = 0,01$ [REXRO3].

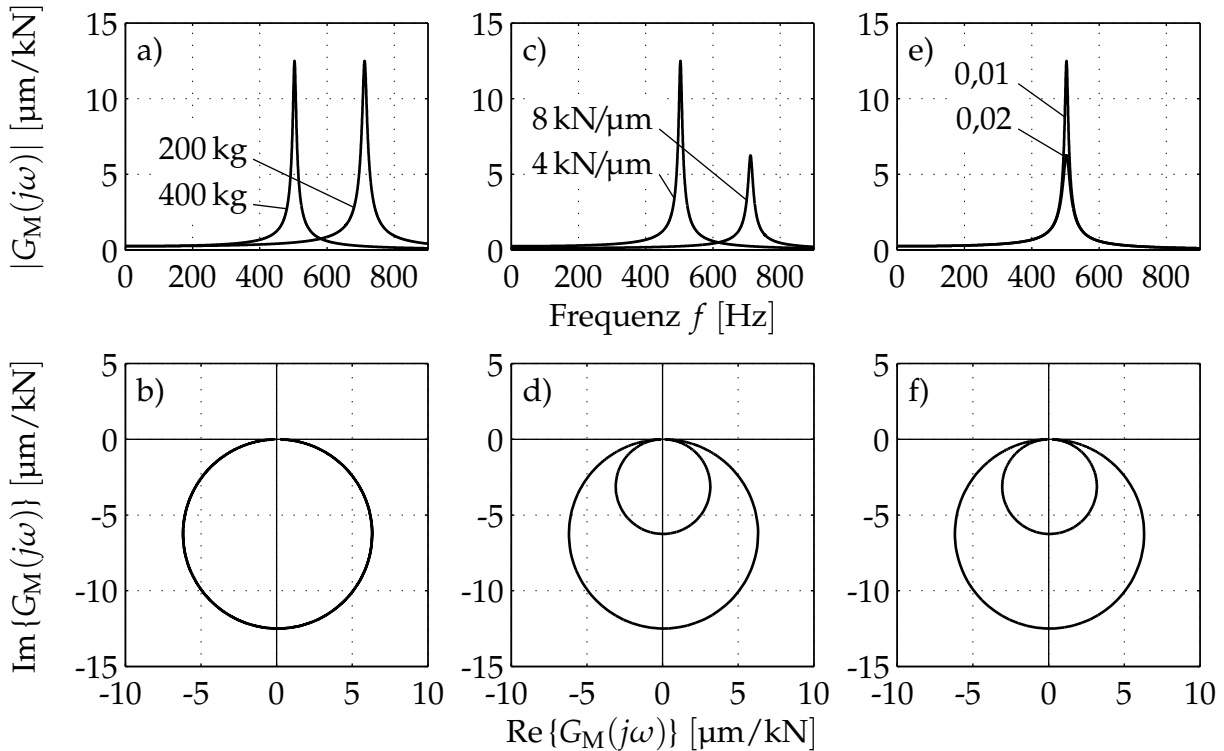


Bild 5.3: Einfluss der Masse m , der Steifigkeit c und der Dämpfung D auf den Nachgiebigkeitsfrequenzgang einer als Ein-Massen-Schwinger modellierten Wälzführung ($m = 400 \text{ kg}$, $c_{\text{ges}} = 4 \text{ kN}/\mu\text{m}$, $D = 0,01$)

Es wurde eine Parametervariation durchgeführt, um den Einfluss der drei Größen und somit die konstruktive Beeinflussbarkeit des Nachgiebigkeitsverhaltens prinzipiell darzustellen. Hierzu wurde die Masse halbiert (Bild 5.3a,b) sowie die Steifigkeit (Bild 5.3c,d) bzw. die Dämpfung verdoppelt (Bild 5.3e,f). Eine Reduktion der Masse erhöht zwar die Eigenfrequenz, jedoch bleibt der Verlauf der Ortskurve identisch. Die Erhöhung der Steifigkeit beeinflusst sowohl die Eigenfrequenz als auch die Ortskurve, während eine Dämpfungserhöhung ausschließlich die Ortskurve beeinflusst. Kritisch bleibt in allen diesen Fällen der bei schwach gedämpften mechanischen Schwingern gegebene Resonanzfall mit einer Phasenverschiebung von 90° . Die Ortskurve kragt recht weit in die negativ reelle Halbebene aus und limitiert somit die Grenzspannungsbreite.

Gemäß der Differentialgleichung des schwach gedämpften Einmassenschwingers beträgt das von der Masse unabhängige Maximum der Nachgiebigkeit

$$|G_M(j\omega)|_{\max} = \frac{1}{2Dc} \quad (5.6)$$

und der minimale Realteil entsprechend

$$\text{Re}\{G_M(j\omega)\}_{\min} = -\frac{1}{4Dc} = -\frac{1}{2}|G_M(j\omega)|_{\max}. \quad (5.7)$$

Für den Fall $c_{\text{ges}} = 4 \text{ kN}/\mu\text{m}$ und $D = 0,01$ (die untersuchte Rollenführung) ergibt sich theoretisch ein minimaler Realteil der Nachgiebigkeit von $-6,25 \mu\text{m}/\text{kN}$. Die Kreisfre-

quenzen an beiden Stellen der Ortskurve weichen aufgrund der geringen Dämpfung nur minimal von der Eigenkreisfrequenz

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{c}{m}} \quad (5.8)$$

der ungedämpften Schwingung ab.

Eine Erhöhung der Steifigkeit ist konstruktiv durch den Einbau mehrerer bzw. größerer Führungselemente möglich, während die Dämpfung z. B. durch die zusätzliche Montage von speziellen Dämpferelementen in der Bauform der Führungselemente erhöht werden kann [ISPA97]. Alle diese Modifikationen bedingen jedoch eine vergrößerte Reibung in den Führungen und erhöhen damit den Verschleiß und die mechanische Verlustleistung im Führungssystem. Weiterhin wird die Regelung des Vorschubantriebs durch die erhöhten Reibkräfte negativ beeinflusst [LAPPO2]. Das Maximum des Frequenzgangs liegt jedoch unabhängig hiervon immer bei einem Phasenwinkel von -90° , wodurch sich ein betragsmäßig relativ großer minimaler Realteil ergibt.

5.2.2 Verhalten im Zeitbereich

Eine Betrachtung des Zeitbereichsverhalten der Rollenführung bei dynamischer Erregung macht die hohe Anfälligkeit für regeneratives Rattern sofort deutlich. Vereinfacht man die Erregung durch den Schnittprozess auf eine Folge von Kraftimpulsen, so gibt die Impulsantwort das Zeitbereichsverhalten nach jedem Schnittvorgang an. Bei der schwach gedämpften Rollenführung klingt die harmonische Schwingung nur langsam ab (Bild 5.4a). Erfolgt der nächste Schnitt in Phase mit einem lokalen Auslenkungsmaximum, so kommt es zum Aufschaukeln der Schwingung. In der Antwort auf einen Kraftsprung (Bild 5.4b) ist zusätzlich anhand der verbleibenden Positionsabweichung die zwar hohe, aber dennoch endliche statische Steifigkeit erkennbar.

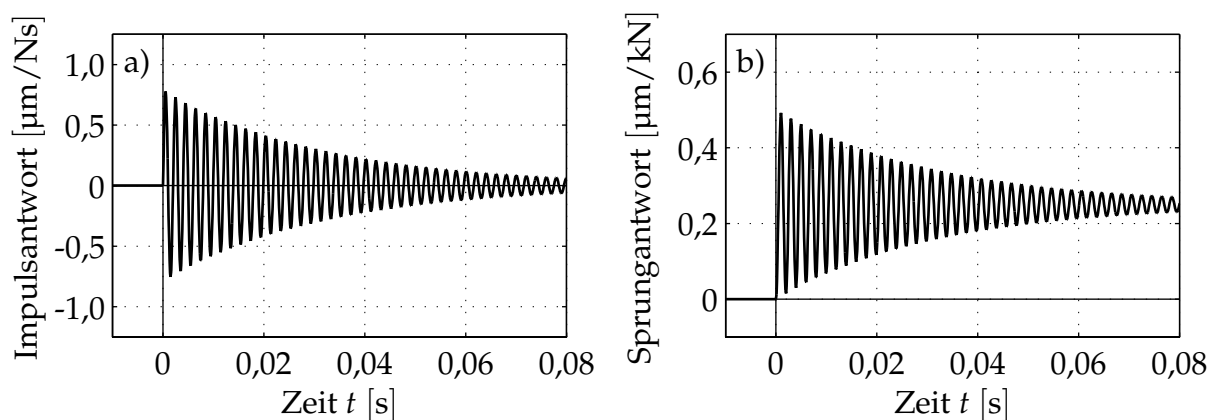


Bild 5.4: Prinzipielles Zeitbereichsverhalten einer Wälzführung bei Krafterregung: a) Impulsantwort; b) Sprungantwort ($m = 400 \text{ kg}$, $c_{\text{ges}} = 4 \text{ kN}/\mu\text{m}$, $D = 0,01$)

5.2.3 Experimentelle Verifikation an einer Rollenführung

Zur Verifikation obiger Annahmen wurde der Nachgiebigkeitsfrequenzgang einer Rollenführung durch eine Modalanalyse experimentell ermittelt. Die Untersuchung erfolgte an einer Präzisions-Rollenführung vom Typ STAR 1851-331 der Baugröße 35 mit hoher Vorspannung und einer statischen Tragzahl von 113,5 kN je Führungswagen (Bild 5.5a). Diese Führung repräsentiert das obere Ende der Qualitätsskala von Wälzführungen dieser Baugröße.

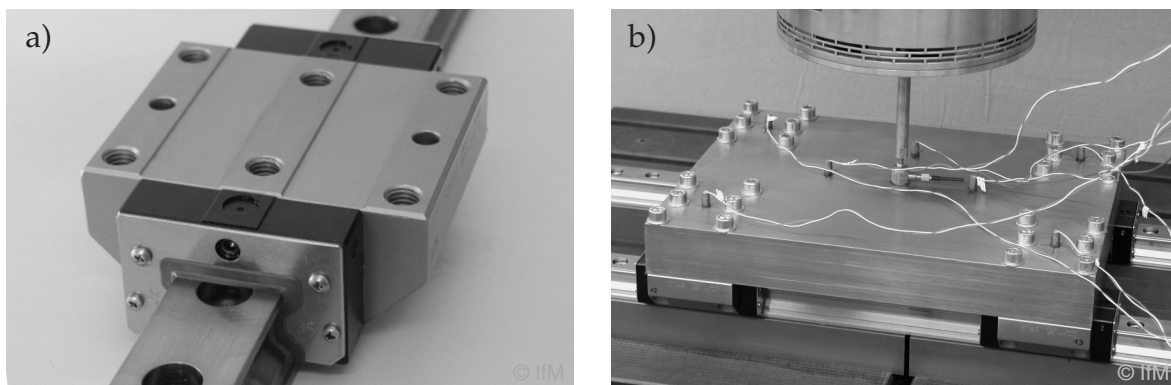


Bild 5.5: Die untersuchte Rollenführung STAR 1851-331: a) Ansicht eines Führungswagens; b) Versuchsaufbau zur Aufnahme des Nachgiebigkeitsfrequenzgangs der Wälzführung

Bild 5.6a,b zeigt den Betrag und die Ortskurve des gemessenen Nachgiebigkeitsfrequenzgangs eines einzelnen Führungswagens. Er wurde in vertikaler Richtung mittig durch eine geregelte Kraft mit einem gestuften Sinussignal angeregt und reagiert mit einer Kippschwingung bei einer Frequenz von 1010 Hz. Dargestellt ist das Spektrum der Auslenkung an einer Ecke des Führungswagens. Die Dämpfung ist mit $D = 0,008$ sehr gering; es zeigt sich eine starke Resonanzüberhöhung. Ein einzelner Wagen neigt somit aufgrund des Einflusses immer vorhandener, minimaler Unsymmetrien der Rollen (vgl. [BODN00]) zu schwach gedämpften Kippschwingungen.

Zur Untersuchung der Nachgiebigkeitseigenschaften einer vollständigen Achsführung wurde daraufhin eine Stahlplatte der Masse $m = 47$ kg auf vier Führungswagen montiert (Bild 5.5b). Das Nachgiebigkeitsverhalten der so geführten Einheit ist in Bild 5.6c,d dargestellt. Auch hier wurde in der Mitte der Führung durch eine Kraft angeregt und die Auslenkung an den Ecken gemessen. Es zeigt sich eine dominante Eigenschwingung bei einer Resonanzfrequenz von 824 Hz, welche unterhalb der aus der Masse und Steifigkeit errechneten Frequenz liegt. Die Ursache hierfür liegt in der zugehörigen Eigenform begründet. Es handelt sich auch hier um eine kombinierte translatorische und rotatorische Schwingung aufgrund leichter Unsymmetrien in den Steifigkeiten der einzelnen Führungswagen.

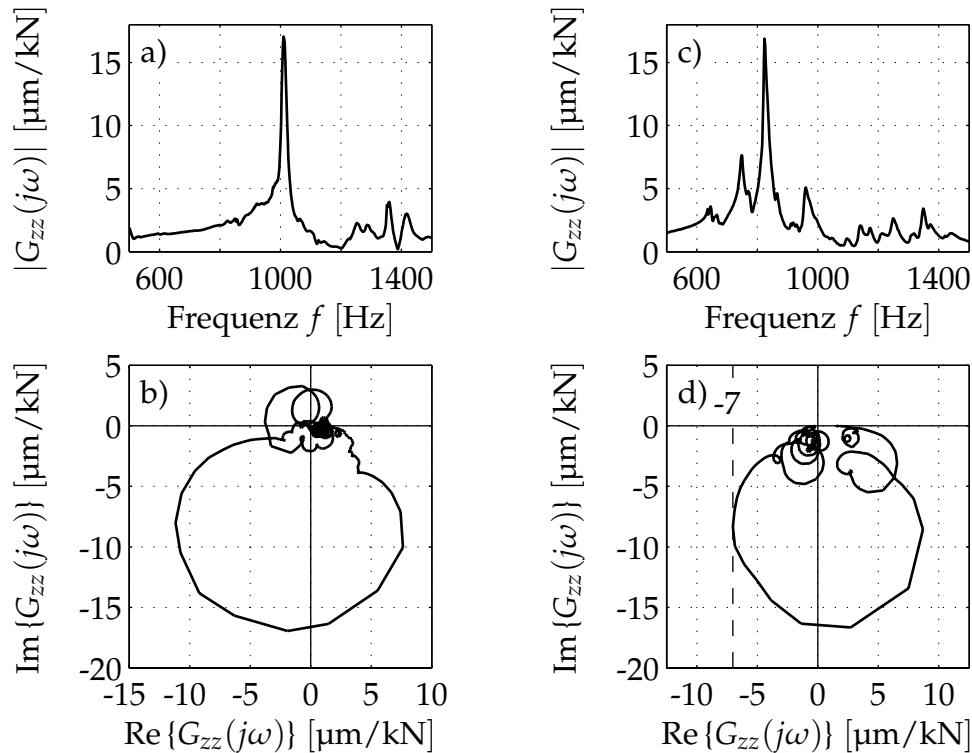


Bild 5.6: Gemessenes Nachgiebigkeitsverhalten von Rollenführungseinheiten der Baugröße 35: a), b) einzelne Rollenumlaufseinheit; c), d) Schlitten ($m = 47$ kg) mit vier Rollenumlaufseinheiten

Aus den Messungen ist weiter ersichtlich, dass die Modellierung der Führung als Einmassenschwinger nur eine grobe, aber dennoch zulässige Näherung darstellt; in der Realität zeigen sich zahlreiche weitere Eigenfrequenzen. Unabhängig hiervon korrespondiert der Verlauf der maximalen Nachgiebigkeitsschleife in der Ortskurve dennoch sehr gut mit dem theoretischen Verlauf aus Bild 5.3. Der maximale Betrag des Nachgiebigkeitsfrequenzgangs beträgt $17 \mu\text{m}/\text{kN}$, der minimale Realteil $-7 \mu\text{m}/\text{kN}$. Aufgrund weiterer parasitärer Nachgiebigkeiten liegt zwischen diesen beiden Werten nicht genau der nach Gl. (5.7) zu erwartete Faktor zwei.

Tabelle 5.1: Vergleich des masseunabhängigen minimalen Realteils der Nachgiebigkeit verschiedener Baugrößen von Wälzführungen bei Konfigurationen mit vier Führungswagen, $D = 0,01$, Steifigkeiten gemäß [REXR01, REXR03] bei maximaler Vorspannung

Typ	Baugröße	Tragzahl C_0	c	c_{ges}	$\text{Re}\{G_M(j\omega)\}_{\text{min}}$
Kugel	15	6,2 kN	60 N/ μm	240 N/ μm	$-104 \mu\text{m}/\text{kN}$
Kugel	20	12,2 kN	100 N/ μm	400 N/ μm	$-62,5 \mu\text{m}/\text{kN}$
Rollen	25	53,2 kN	600 N/ μm	2,4 kN/ μm	$-10,4 \mu\text{m}/\text{kN}$
Rollen	35	113,5 kN	1 kN/ μm	4 kN/ μm	$-6,25 \mu\text{m}/\text{kN}$
Rollen	45	184,8 kN	1,5 kN/ μm	6 kN/ μm	$-4,17 \mu\text{m}/\text{kN}$

Die ermittelten Werte stimmen weiterhin auch vom absoluten Betrag her gut mit der Theorie überein und stützen folglich die getroffenen Annahmen über die Ratterneigung von Wälzfürungen. Das absolute Maximum der Führungsnachgiebigkeit ist gemäß Gl. (5.6) unabhängig von der Masse und somit eine Eigenschaft der eingesetzten Führungsbaugröße. Tabelle 5.1 listet typische Steifigkeiten verschiedener handelsüblicher Baugrößen von Wälzfürungen mit den jeweils zugehörigen minimalen Realteilen der Nachgiebigkeit auf.

5.3 Nachgiebigkeitsverhalten von Magnetführungen

Magnetführungen zeigen im Vergleich zu Wälzfürungen ein gänzlich unterschiedliches Nachgiebigkeitsverhalten. Die durch den Proportionalanteil der aktiven Regelung realisierte äquivalente Federsteifigkeit einer Magnetführung liegt zunächst deutlich unterhalb der statischen Steifigkeit einer Wälzfürung. Durch den Einfluss des Integralanteils der Lageregelung wird diese statische Nachgiebigkeit jedoch vollständig kompensiert, so dass für einen weiten Frequenzbereich die Nachgiebigkeit der Magnetführung unterhalb derjenigen einer Wälzfürung liegt. Weiterhin lässt sich über den geschwindigkeitsproportionalen Anteil der Regelung eine nahezu beliebig hohe Dämpfung einstellen.

5.3.1 Einflussgrößen der dynamischen Nachgiebigkeit

Bild 5.7 visualisiert den prinzipiellen Verlauf des Betrags und der Ortskurve der Nachgiebigkeit

$$G_M(s) = \frac{1}{m(s^3 + 3s_R s^2 + 3s_R^2 s + s_R^3)} \quad (5.9)$$

einer Magnetführung bei Variation der Masse m und Reglerpollage s_R . Aufgrund der modalen Regelung unter Berücksichtigung der Massenverteilung und der Schwerpunktlage treten bei einer Magnetführung keine dominanten Kippschwingungen auf und diese Betrachtungen müssen nicht wie bei der Wälzfürung relativiert werden. Die Parameter wurden äquivalent zu den Betrachtungen aus 5.2 gewählt, um eine quantitative Vergleichbarkeit zu gewährleisten. Die Variation umfasst die Masse m und die Pollage s_R des Reglers im physikalisch realisierbaren Bereich, berücksichtigt jedoch nicht die Beobachterdynamik.

Als ein wesentlicher Unterschied im Vergleich zu Bild 5.3 ist die Abhängigkeit der Nachgiebigkeitsamplitude von der Schlittenmasse bei gleichbleibender Reglerdynamik anzumerken (Bild 5.7a,b). Dieses Verhalten resultiert aus der normierten Auslegung des Reglers, bei der die Masse die Reglerverstärkung skaliert, während die Reglerdynamik die Wichtung der Zustände vorgibt. Eine Veränderung von s_R wirkt sich damit sowohl

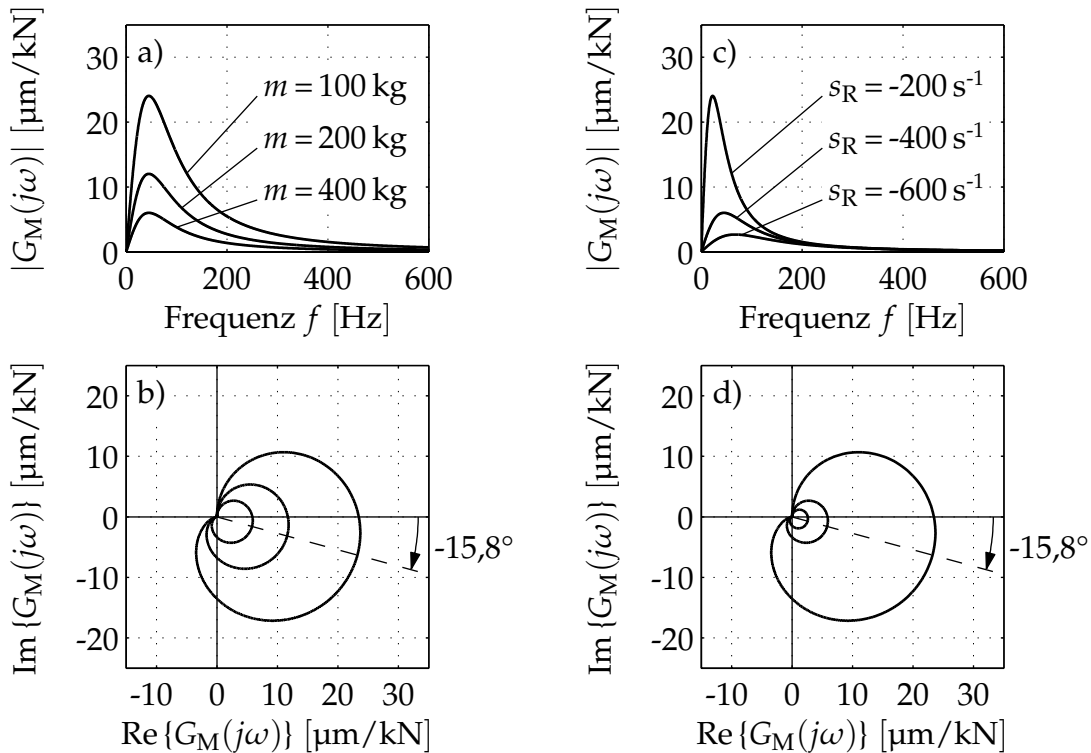


Bild 5.7: Einfluss der Masse m und der Pollage s_R auf den Nachgiebigkeitsfrequenzgang einer Magnetführung: a), b) $s_R = -400 \text{ s}^{-1}$; c), d) $m = 400 \text{ kg}$

auf den Betrag der maximalen Nachgiebigkeit, wie auch auf die Frequenz, bei der diese auftritt, aus.

In der komplexen Ebene ist die Ortskurve der Nachgiebigkeit einer Magnetführung gegenüber derjenigen einer Wälzführung durch den zusätzlichen integralen Regelanteil in den positiv reellen Bereich verlagert. Das Betragsmaximum der Nachgiebigkeit von

$$|G_M(j\omega)|_{\max} = \frac{2\sqrt{3}}{9 m s_R^2} \approx \frac{0,385}{m s_R^2} \quad (5.10)$$

tritt bei

$$\omega_{\max} = \frac{|s_R|}{\sqrt{2}} \quad (5.11)$$

auf. Der Phasenwinkel beträgt an dieser Stelle

$$\arg\{G_M(j\omega)\} = -\arctan \frac{\sqrt{2}}{5} \approx -15,8^\circ. \quad (5.12)$$

Für den minimalen Realteil des Nachgiebigkeitsfrequenzganges gilt entsprechend

$$\text{Re}\{G_M(j\omega)\}_{\min} = -\frac{(17 + 5\sqrt{13})}{8 m s_R^2 (40 + 11\sqrt{13})} \approx -\frac{0,055}{m s_R^2} \approx -\frac{1}{7} |G_M(j\omega)|_{\max}, \quad (5.13)$$

womit er relativ zum Betragsmaximum deutlich kleiner ausfällt als bei der Rollenführung, Gl. (5.7). Die zugehörige Kreisfrequenz liegt mit

$$\omega_{\text{krit}} = \sqrt{4 + \sqrt{13}} |s_R| \approx 2,76 |s_R| \quad (5.14)$$

ebenfalls deutlich oberhalb der Eigenkreisfrequenz der Regelung. Im Gegensatz zur Wälzführung stellt hier demzufolge das Betragsmaximum nicht den entscheidenden Kennwert für die Anfälligkeit der Führung gegen Rattern dar. Eine Magnetführung dissipiert im Bereich ihrer maximalen Nachgiebigkeit die Energie aus dem Schnittprozess und neigt damit deutlich weniger zu selbsterregten Schwingungen als eine vergleichbare Wälzführung.

Als Unterschied zu der oben untersuchten Wälzführung muss bei der Betrachtung von Magnetführungen die Schlittenmasse m entsprechend berücksichtigt werden. Eine größere Masse bedingt hier auch eine größere Steifigkeit, sofern die gleiche Reglerdynamik erzielbar ist. Tabelle 5.2 listet die charakteristischen Größen für verschiedene Konfigurationen von Magnetführungen auf. Erkennbar ist, dass unter idealen Bedingungen der minimale Realteil der Nachgiebigkeit deutlich kleiner ausfällt als bei von der Baugröße vergleichbaren Wälzführungen (vgl. Tabelle 5.1). Mit anderen Worten erlaubt die Verwendung von Magnetführungen theoretisch ein mehrfaches Zerspanvolumen pro Zeit ohne die Gefahr des regenerativen Ratterns. In der praktischen Anwendung einer realen Werkzeugmaschine wird dieser Unterschied allerdings aufgrund des Einflusses des endlich steifen Maschinengestells sowohl auf die erzielbare Regeldynamik wie auch das Zusammenspiel von Führung und Gestell etwas relativiert.

Tabelle 5.2: Vergleich des Maximums und des minimalen Realteils der Nachgiebigkeit von Magnetführungen sowie der zugehörigen kritischen Frequenz bei Variation von Masse und Reglerpollage

m	s_R	$ G_M(j\omega) _{\max}$	$\text{Re}\{G_M(j\omega)\}_{\min}$	f_{krit}
100 kg	-300 s^{-1}	42,8 $\mu\text{m}/\text{kN}$	$-6,10 \mu\text{m}/\text{kN}$	131,7 Hz
200 kg	-300 s^{-1}	21,4 $\mu\text{m}/\text{kN}$	$-3,05 \mu\text{m}/\text{kN}$	131,7 Hz
400 kg	-300 s^{-1}	10,7 $\mu\text{m}/\text{kN}$	$-1,53 \mu\text{m}/\text{kN}$	131,7 Hz
100 kg	-400 s^{-1}	24,1 $\mu\text{m}/\text{kN}$	$-3,44 \mu\text{m}/\text{kN}$	175,6 Hz
200 kg	-400 s^{-1}	12,0 $\mu\text{m}/\text{kN}$	$-1,72 \mu\text{m}/\text{kN}$	175,6 Hz
400 kg	-400 s^{-1}	6,0 $\mu\text{m}/\text{kN}$	$-0,86 \mu\text{m}/\text{kN}$	175,6 Hz
100 kg	-600 s^{-1}	10,7 $\mu\text{m}/\text{kN}$	$-1,53 \mu\text{m}/\text{kN}$	263,4 Hz
200 kg	-600 s^{-1}	5,3 $\mu\text{m}/\text{kN}$	$-0,76 \mu\text{m}/\text{kN}$	263,4 Hz
400 kg	-600 s^{-1}	2,7 $\mu\text{m}/\text{kN}$	$-0,38 \mu\text{m}/\text{kN}$	263,4 Hz
100 kg	-800 s^{-1}	6,0 $\mu\text{m}/\text{kN}$	$-0,86 \mu\text{m}/\text{kN}$	351,1 Hz
200 kg	-800 s^{-1}	3,0 $\mu\text{m}/\text{kN}$	$-0,43 \mu\text{m}/\text{kN}$	351,1 Hz
400 kg	-800 s^{-1}	1,5 $\mu\text{m}/\text{kN}$	$-0,21 \mu\text{m}/\text{kN}$	351,1 Hz

5.3.2 Verhalten im Zeitbereich

Das vollständig unterschiedliche Nachgiebigkeitsverhalten einer Magnetführung wird auch bei Betrachtung von Impuls- und Sprungantwort offensichtlich. Die Impulsantwort zeigt eine Anfangsauslenkung etwas oberhalb derjenigen der Rollenführung, die Auslenkung klingt jedoch aufgrund der aperiodischen Dämpfung sehr schnell und ohne Nachschwingen ab. Während die Rollenführung auch nach 80 ms noch eine Restschwingung aufweist (vgl. Bild 5.4a), so ist die Magnetführung bereits nach 30 ms wieder vollständig in Ruhe. Die geringere Anfälligkeit gegen Aufschaukeln mit der Entstehung von Rattern ist anschaulich erkennbar.

Bei der Betrachtung der Sprungantwort in Bild 5.8b ist die gegenüber Bild 5.4b veränderte Achsenskalierung zu beachten. Das Auslenkungsmaximum der Magnetführung nach einem Kraftsprung ist zunächst deutlich größer als bei der Rollenführung. Jedoch klingt die Auslenkung schnell ab und erreicht wiederum bereits nach ca. 30 ms die ursprüngliche Position. Eine statische Restauslenkung, wie sie bei der Wälzführung zu beobachten war, existiert nicht und auch bei externen Belastungen ist die Magnetführung in der Lage, die Nominalposition exakt einzuhalten.

Die vergleichsweise größere Anfangsauslenkung der Magnetführung nach einem Kraftsprung resultiert aus der Tatsache, dass eine Änderung der statischen Kraft nur durch den integralen Anteil des Reglers aufgefangen wird. Für den praktischen Fräsprozess ist dieses Verhalten jedoch von untergeordneter Bedeutung, da dort auf einen Kraftsprung beim Eindringen der Werkzeugschneide unmittelbar ein entgegengerichteter Kraftsprung beim Spanabriss folgt und der Aufbau einer statischen Kraft nicht erforderlich ist. Die in Abschnitt 5.4 folgenden Untersuchungen bestätigen dies.

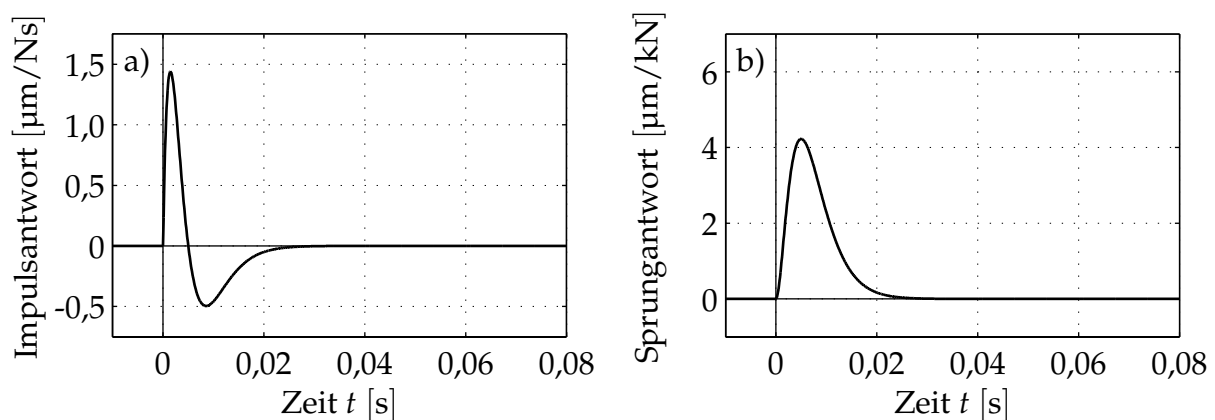


Bild 5.8: Prinzipielles Zeitbereichsverhalten einer Magnetführung bei Krafterregung: a) Impulsantwort; b) Sprungantwort ($m = 400 \text{ kg}$, $s_R = 400 \text{ s}^{-1}$)

5.3.3 Experimentelle Verifikation an der Prototyp-Führung

Die experimentelle Verifikation der theoretischen Überlegungen zur Steifigkeit von Magnetführungen kann aufgrund des Laborcharakters am besten an der Prototyp-Führung durchgeführt werden. Primäres Ziel bei der Konstruktion dieser Führung war jedoch die Entwicklung von Konzepten zur Regelung und nicht die Erzielung einer absolut hohen Steifigkeit. Neben der bereits angesprochenen Begrenzung der Kraftdynamik durch die Wirbelstromverluste in den massiven Führungsschienen ergibt sich eine mechanische Einschränkung aus der mechanischen Nachgiebigkeit der Konstruktion des Schlittens in lateraler Richtung, da der Rahmen der Führung als Aluminium-Schraubkonstruktion ausgeführt ist. In vertikaler Richtung ist die mechanische Steifigkeit jedoch sehr hoch, so dass für diesen Freiheitsgrad entsprechend eine sehr hohe Regeldynamik erzielt werden kann. Hier zeigt sich ein großer Vorteil der entkoppelten Regelungsstruktur, bei der die Dynamik für die einzelnen Freiheitsgrade getrennt eingestellt wird. Die prinzipiellen Steifigkeitseigenschaften einer Magnetführung lassen sich deshalb am vertikalen Freiheitsgrad exemplarisch verifizieren.

Die theoretischen Untersuchungen aus dem vorhergehenden Abschnitt 5.3 berücksichtigen nicht die Beobachterdynamik. Insbesondere die Eingangunsicherheit V und der berücksichtigte Anteil α der gemessenen Beschleunigung am Beobachtereingang haben einen maßgeblichen Einfluss auf das Nachgiebigkeitsverhalten. In der Praxis ergibt sich deshalb eine gegenüber der Theorie etwas erhöhte Nachgiebigkeit. Sowohl eine Vergrößerung von V wie auch von α nähert den Nachgiebigkeitsfrequenzgang dem theoretischen Verlauf nach Gl. (5.9) an.

In Analogie zu den Messungen an der Rollenführung aus 5.2.3 wurde die Magnetführung mittig durch einen elektrodynamischen Krafterreger mit einem gestuften Sinussignal angeregt, die vertikal eingeleitete Kraft durch einen piezokeramischen Kraftsensor gemessen und auf eine konstante Amplitude von 50 N geregelt. Der Abgriff der Auslenkung erfolgte an den Luftspaltsensoren der Regelung. Durch Vorgabe einer konstanten Kraftamplitude sind über den Verlauf einer Messung gleichbleibende Randbedingungen gewährleistet. Bei den Messungen konnte allerdings nahezu kein Einfluss der absoluten Größe der Kraftamplitude auf die Nachgiebigkeit festgestellt werden, was die angenommene Linearität der Regelstrecke bestätigt.

Die maximale Tragfähigkeit der Prototyp-Führung bei mittlerer Belastung beträgt ca. 1,6 kN. Sie stellt eine eher kleine Bauform dar und darf nicht unmittelbar mit der untersuchten Rollenführung aus 5.2.3 verglichen werden. Von den Führungen aus Tabelle 5.1 ist am ehesten die Kugelführung der Baugröße 15 als Vergleich heranziehbar. Bei dieser beträgt der minimale Realteil des Nachgiebigkeitsfrequenzgangs ca. $-100 \mu\text{m}/\text{kN}$, der maximale Betrag gemäß Gl. (5.6) ca. $200 \mu\text{m}/\text{kN}$. Diese Werte sollen als Maßstab für den Vergleich der Steifigkeiten beider Führungen herangezogen werden.

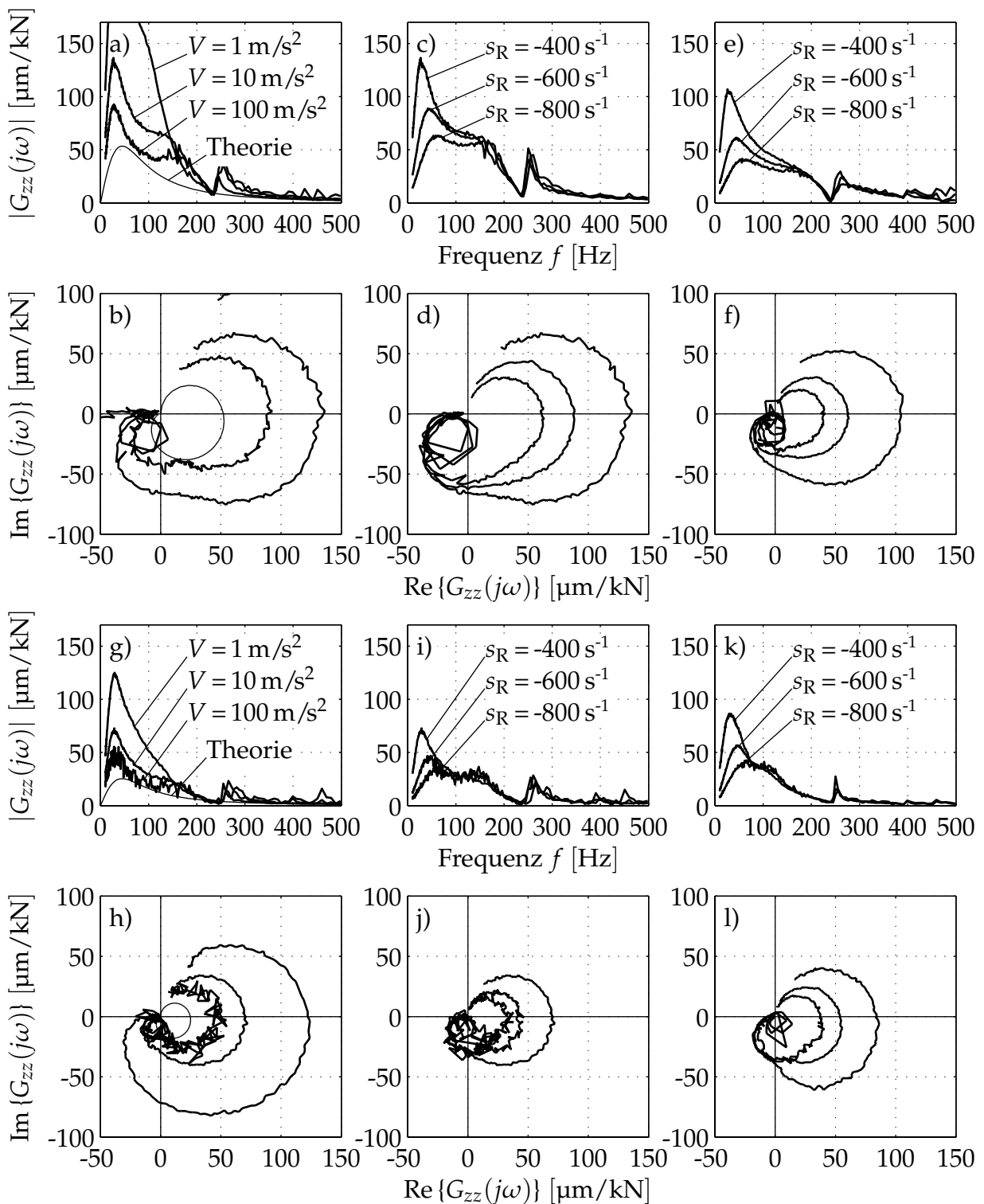


Bild 5.9: Gemessene vertikale Nachgiebigkeit der Prototyp-Magnetführung in Abhängigkeit von der Schlittenmasse sowie den Regler- und Beobachterparametern:
a), b) $m = 45 \text{ kg}$, $s_R = -400 \text{ s}^{-1}$, $\alpha = 0$; c), d) $m = 45 \text{ kg}$, $V = 10 \text{ m/s}^2$, $\alpha = 0$;
e), f) $m = 45 \text{ kg}$, $V = 10 \text{ m/s}^2$, $\alpha = 0,4$; g), h) $m = 95 \text{ kg}$, $s_R = -400 \text{ s}^{-1}$, $\alpha = 0$;
i), j) $m = 95 \text{ kg}$, $V = 10 \text{ m/s}^2$, $\alpha = 0$; k), l) $m = 95 \text{ kg}$, $V = 1 \text{ m/s}^2$, $\alpha = 0,4$

Die Amplitudenverläufe und Ortskurven der gemessenen Nachgiebigkeitsfrequenzgänge $G_M(j\omega)$ sind in Bild 5.9 dargestellt. Es wurden Messungen mit zwei verschiedenen Konfigurationen durchgeführt. Zunächst wurde die unbeladene Führung untersucht (Bild 5.9a–f), welche eine Masse von ca. 45 kg aufweist. Für eine zweite Messung wurde eine massive Stahlplatte der Masse 50 kg auf der Führung montiert und die neuen Massenparameter mittels des Identifikationsverfahrens aus 4.9 adaptiert (Bild 5.9g–l). Aus der näherungsweise verdoppelten Masse ergibt sich nach Gl. (5.9) eine ebenfalls verdoppelte Steifigkeit bei gleichen Regler- und Beobachterparametern, was von den Messungen bestätigt wird.

Die Diagramme in der linken Spalte zeigen die Abhängigkeit des Nachgiebigkeitsverhaltens von der Eingangsunsicherheit $V = \sigma_{\ddot{q}_{i,\text{stör}}}$ bei konstanter Reglerpollage s_R . Der Betrag der Nachgiebigkeit sinkt mit größerem V und nähert sich dem eingezeichneten theoretischen Verlauf nach Gl. (5.9) an. Der bereits in Abschnitt 4.8 beobachtete Anstieg der Streuung des Wegsignals (Bild 4.19) ist auch in diesen Messungen zu erkennen und verhindert, dass der theoretische Verlauf durch eine beliebige Steigerung von V erreicht werden kann.

In der mittleren Spalte ist die Veränderung der Nachgiebigkeit bei Variation der Reglerpollage dargestellt. Diese Messungen zeigen, dass lediglich die Nachgiebigkeit im Frequenzbereich unterhalb von 200 Hz durch die Parameter der Regelung beeinflusst wird. Eine von der durch die Wirbelstromeffekte in den Schienen begrenzten Kraftdynamik hervorgerufene Überhöhung der Nachgiebigkeit bei 260 Hz sowie die mechanischen Eigenschaften des Führungsschlittens dominieren das Nachgiebigkeitsverhalten für größere Frequenzen.

Die rechte Spalte zeigt die Nachgiebigkeit bei Zumischung der gemessenen Beschleunigung mit einem Überblendfaktor von $\alpha = 0,4$. Die Nachgiebigkeit der unbeladenen Führung (Bild 5.9e,f) ist gegenüber dem Fall $\alpha = 0$ deutlich reduziert. Für die beladene Führung (Bild 5.9k,l) konnte nur eine reduzierte Eingangsunsicherheit V eingestellt werden, da sonst die Strecke teilweise instabil wurde. Dies liegt in der bereits durch die größere Masse angehobenen Reglerverstärkung begründet. Deshalb ergibt sich keine weitere Verbesserung des maximalen Betrags der Nachgiebigkeit. Allerdings sinkt die Streuung des Wegsignals (vgl. Bild 4.19d) deutlich gegenüber dem Fall aus Bild 5.9i,j, da nahezu dieselbe Nachgiebigkeit mit einer geringeren Eingangsunsicherheit erzielt werden kann. Die Qualität der Regelung steigt somit dennoch an.

Bei optimaler Einstellung des Reglers beträgt der minimal erzielbare maximale Betrag der Nachgiebigkeit unabhängig von der Masse ca. $40 \mu\text{m}/\text{kN}$. Der minimale Realteil ist in diesen Fällen mit ca. $-15 \mu\text{m}/\text{kN}$ etwas kleiner als der jeweils aus Gl. (5.13) zu erwartende theoretische Wert. Dies liegt im nicht vernachlässigbaren dynamischen Einfluss der Wirbelstromverluste in den Führungsschienen begründet. Am Verlauf der Ortskurven ist eine Ausbeulung im Bereich des minimalen Realteils zu erkennen, welche mit der zweiten Überhöhung im Betragsverlauf des Nachgiebigkeitsfrequenzgangs

korrespondiert. Die charakteristischen Nachgiebigkeitswerte der Prototyp-Führung liegen dennoch deutlich unterhalb denjenigen einer von der Baugröße her vergleichbaren Kugelführung; ihre Ratterfestigkeit liegt zwischen derjenigen einer Kugelführung der Baugröße 20 und einer Rollenführung der Baugröße 25.

Die vorhergehenden Messungen wurden mit einem Wirbelstromkompensationsfilter erster Ordnung (vgl. 4.3.3) und einem erhöhten Anteil der Geschwindigkeitsrückführung von $k_D = 2$ (vgl. 4.7.4) durchgeführt. Bei Beschränkung auf geringere Reglerpollagen kann ein Filter zweiter Ordnung für die Wirbelstromkompensation eingesetzt werden. In diesem Fall ist eine Erhöhung des geschwindigkeitsproportionalen Regleranteils nicht erforderlich. Bild 5.10 zeigt einen Ausschnitt einer bei dieser Konfiguration durchgeführten Messung bei Variation des Anteils der Beschleunigung von $\alpha = 0 \dots 1$. In Bild 5.10a,b ist die Annäherung des Nachgiebigkeitsverlaufs in vertikaler z -Richtung an den theoretischen Verlauf sichtbar. Bild 5.10c,d zeigt einen weiteren Verbesserungseffekt durch die zunehmende Berücksichtigung der gemessenen Beschleunigung. Dargestellt ist die Nickbewegung der Führung in ψ -Richtung bei Anregung durch eine Kraft in z -Richtung. Bei $\alpha = 0$ ergibt sich eine relativ große Nickbewegung, da hier der Einfluss des Kabelschlepps der Führung einen parasitären, nicht modellierten Einfluss ausübt. Mit ansteigendem α sinkt die Amplitude deutlich ab, bis sie für $\alpha = 1$ nahezu vollständig ver-

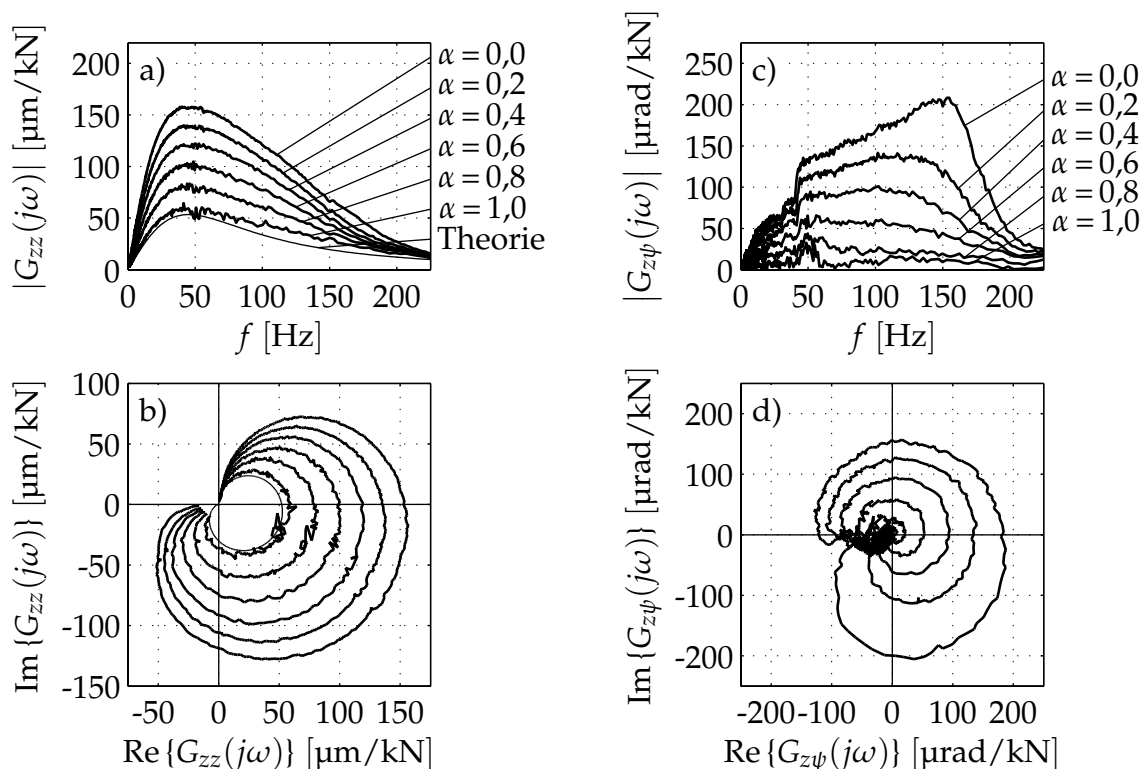


Bild 5.10: Gemessene Nachgiebigkeit der Prototyp-Magnetführung bei variabler Wichtung α des gemessenen Beschleunigungssignals ($m = 45 \text{ kg}$, $s_R = -400 \text{ s}^{-1}$, $V = 1 \text{ m/s}^2$ bzw. 1 rad/s^2)

schwindet. Offensichtlich kann die Berücksichtigung der Beschleunigung Modellfehler ausgleichen und so zu einer verbesserten Entkopplung der Freiheitsgrade beitragen.

5.3.4 Experimentelle Verifikation an der Maschinenachse

Die Dynamik der Regelung der magnetgeführten Maschinenachse wird maßgeblich durch die Nachgiebigkeit des Maschinengestells begrenzt. Trotz der massiven Ausführung des Gestells aus Hydropol[®] begrenzt eine Scherschwingungsform der oberen Gestellhälfte die einstellbare Reglerdynamik. An dieser Stelle zeigen sich die Grenzen des verwendeten Starrkörpermodells. Ein sicherer Betrieb der Magnetführung ist bis zu einer Reglerpollage von $s_R = -300 \text{ s}^{-1}$ möglich, darüber hinaus treten Spill-Over-Effekte auf und die Regelung wird instabil. Eine Berücksichtigung dieser (und höherer) Eigenformen in der Regelung ist durch eine Modellerweiterung möglich. Als Folge hiervon resultiert ein verbessertes Steifigkeitsverhalten der Magnetführung, da dann ein höhere Reglerdynamik einstellbar ist (vgl. 5.3.1). Weiterhin ist auf diese Weise auch eine aktive Versteifung des Maschinengestells möglich.

Bild 5.11 zeigt den Betragsverlauf und die Ortskurve des experimentell ermittelten Nachgiebigkeitsfrequenzgangs am vertikalen Freiheitsgrad z der Maschinenachse. Der Verlauf für den horizontalen Freiheitsgrad y unterscheidet sich hiervon nur marginal.

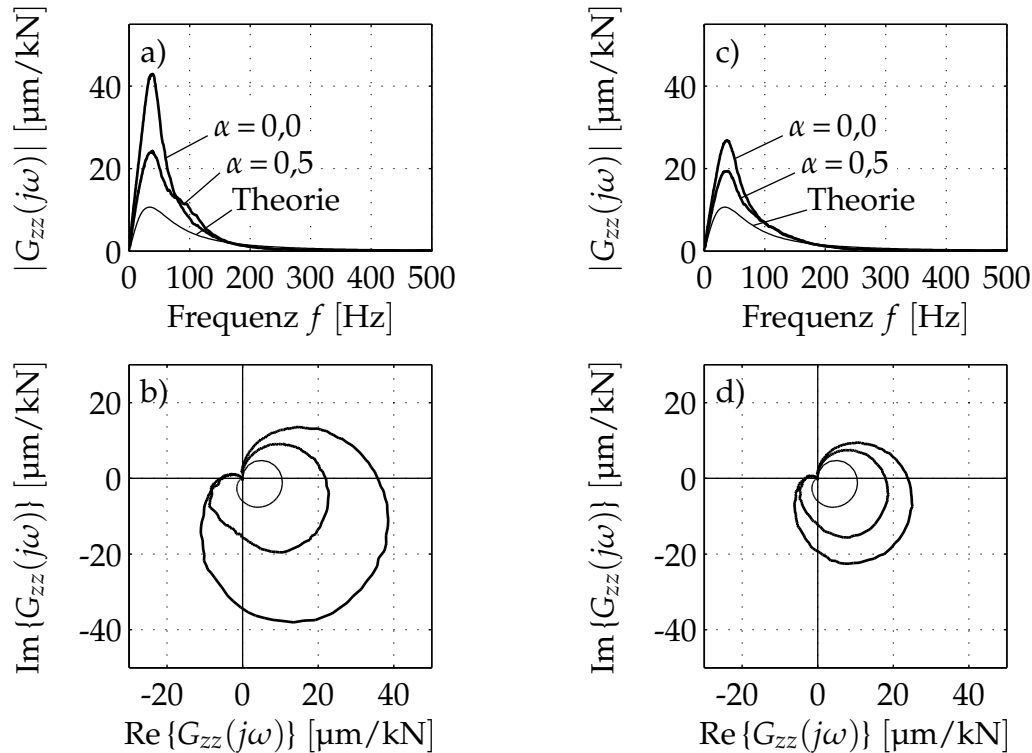


Bild 5.11: Gemessene Nachgiebigkeit des vertikalen Freiheitsgrads der Maschinenachse ($m = 400 \text{ kg}$, $s_R = -300 \text{ s}^{-1}$) in Abhängigkeit von den Beobachterparametern: a), b) $V = 1 \text{ m/s}^2$; c), d) $V = 10 \text{ m/s}^2$

Aufgrund der durch die vollständige Einbettung der Führung in das Maschinengestell mangelnden Zugänglichkeit für einen externen Krafterreger erfolgte die Anregung der Führung über die Magnete selbst. Die vorab durchgeführten Untersuchungen stellen sicher, dass die Kraftamplitude bekannt ist und diese über der Erregerfrequenz konstant bleibt.

Erwartungsgemäß ist die Nachgiebigkeit der Maschinenachse durch die höhere Masse deutlich geringer als diejenige der Prototyp-Führung, obwohl nur eine geringere Reglerdynamik einstellbar war. Qualitativ stimmt der Verlauf der Nachgiebigkeitsortskurve sehr gut mit dem theoretischen Verlauf überein. Wie bereits die Messungen an der Prototyp-Führung zeigten, kann der quantitative theoretische Verlauf der Nachgiebigkeit aufgrund der nichtidealen Beobachterdynamik in der Praxis nicht erreicht werden. Eine Einstellung von $s_R = -300 \text{ s}^{-1}$, $V = 10 \text{ m/s}^2$ und $\alpha = 0,5$ stellt die bezüglich Steifigkeit und Robustheit günstigste Reglerkonfiguration dar. Der maximale Betrag der Nachgiebigkeit liegt in diesem Fall bei $20 \text{ }\mu\text{m/kN}$, der die Ratterfestigkeit bestimmende minimale negative Realteil bei $-5 \text{ }\mu\text{m/kN}$. Ein Vergleich mit den Untersuchungen an Wälzföhrungen ergibt, dass die Ratteranfälligkeit der so geregelten Magnetföhrung bereits unterhalb derjenigen einer hoch vorgespannten Rollenföhrung der BaugröÙe 35 liegt, während die maximale Nachgiebigkeit der Magnetföhrung nur geringfügig gröÙer ist. Anzumerken ist, dass die Achsbeschleunigungen und -geschwindigkeiten an hochdynamischen Maschinen den Einsatz von Rollenföhrungen nicht erlauben und weniger steife Kugelföhrungen zum Einsatz kommen müssen. Somit ist das Nachgiebigkeitsverhalten der Magnetföhrung deutlich besser als dasjenige einer konkurrierenden Wälzföhrung.

5.3.5 Einordnung der Ergebnisse

Die durchgeführten Messungen zeigen, dass die erzielten Steifigkeiten der untersuchten Magnetföhrungen mit den theoretisch ermittelten Steifigkeiten gut übereinstimmen. Eine Abweichung folgt aus der in der Praxis nicht vernachlässigbaren Beobachterdynamik sowie der begrenzten Kraftteilheit der Trag- und Föhrmagnete aufgrund der Wirbelströmeinflüsse in den massiven Föhrungsschienen der Prototyp-Föhrung. Für die Prototyp-Föhrung wurde bei entsprechenden Reglerparametern eine maximale Nachgiebigkeit von $40 \text{ }\mu\text{m/kN}$ bei einem minimalen Realteil von $-15 \text{ }\mu\text{m/kN}$ erzielt. Für die Maschinenachse liegen diese Werte bei nur $20 \text{ }\mu\text{m/kN}$ bzw. $-5 \text{ }\mu\text{m/kN}$.

Eine Einordnung der erzielten Nachgiebigkeit anhand von Ergebnissen aus der Literatur kann lediglich am Beispiel der Vorschubachse aus [WAHNO2] geschehen. Die dortige Schlittenmasse beträgt ca. 550 kg, die maximale Nachgiebigkeit $45 \text{ }\mu\text{m/kN}$ in horizontaler und $25 \text{ }\mu\text{m/kN}$ in vertikaler Richtung. Ein Aussage über die Phasenlage und damit den minimalen Realteil der Nachgiebigkeit wird nicht gegeben. Die Steifigkeit der dortigen Föhrung ist somit trotz der erheblich gröÙeren Masse nur geringfügig höher als diejenige der untersuchten Prototyp-Föhrung und – insbesondere in horizontaler Rich-

tung – geringer als diejenige der Maschinenachse, bei der sich Vertikal- und Horizontalsteifigkeit nur marginal unterscheiden. Weiterhin weist die Regelung aus [WAHNO2] nur einen sehr geringen Integralanteil auf, so dass ein sehr breites Nachgiebigkeitsplateau vorliegt. Die Steifigkeit dieser Führung ist somit deutlich geringer als diejenige der in dieser Arbeit untersuchten Führungen. Dies ist vermutlich auf die Wirbelstromverluste in den Schienen zurückzuführen, welche die Kraftdynamik sehr stark begrenzt.

Bei der Beurteilung der Nachgiebigkeitsmessungen ist weiterhin zu beachten, auf welche Art die Kraft eingeleitet wurde. Bei den Messungen an der Prototyp-Führung wurde eine externe, geregelte Krafterregung verwendet, so dass die angreifende Kraft exakt bekannt ist. An der Maschinenachse erfolgte die Anregung mangels Zugänglichkeit über die Magnete, deren dynamisches Verhalten in Abschnitt 3.2.6 messtechnisch untersucht wurde und das im relevanten Frequenzbereich nahezu ideal ist. [WAHNO2] verwendet ebenfalls eine Anregung durch Überlagerung eines Stroms an den Magneten, jedoch ist dort aufgrund der nicht untersuchten dynamischen Wirbelstromverluste in den massiven Führungsschienen die tatsächlich wirkende Kraft nicht bekannt. Die Messungen aus 3.1.3 zeigen, dass hierbei große Differenzen auftreten können und die tatsächlich eingeleitete dynamische Kraftamplitude – und damit auch die gemessene Steifigkeit – deutlich geringer als angenommen ist.

5.4 Verhalten im Fräsprozess

Obwohl durch die obigen Untersuchungen zur Steifigkeit von Magnetführungen bereits die Aussage getroffen werden kann, dass diese prinzipiell für den Einsatz im Zerspanprozess geeignet sind, so ist dennoch eine experimentelle Validierung unter „realen“ Bedingungen erforderlich. Hierzu wurde das Verhalten der Prototyp-Führung im Fräsprozess experimentell untersucht. Es wurden dabei Fräsversuche sowohl mit Stahl wie auch mit Aluminium durchgeführt.

5.4.1 Versuchsanordnung

Die Prototyp-Führung wurde mit ihrem Führungsbett auf eine konventionelle Universal-Fräsmaschine aufgespannt (Bild 5.12). Da die Führung als reiner Versuchsträger konzipiert ist und über keinerlei Antrieb verfügt, wurde der Schlitten in seiner Vorschubrichtung x durch Stahlseile verspannt. Diese Form der Fixierung beeinflusst nicht die restlichen Freiheitsgrade. Durch Verlegung der Rotationsebene des Werkzeugs in die (y, z) -Ebene konnte weiterhin gewährleistet werden, dass in x -Richtung nur sehr geringe Kräfte auftraten (vgl. Bild 5.13a).

Die Werkstücke wurden mittels eines Maschinenschraubstocks auf der Führung befestigt. Die Adaption der veränderten Massenmatrix des Führungsschlittens aufgrund

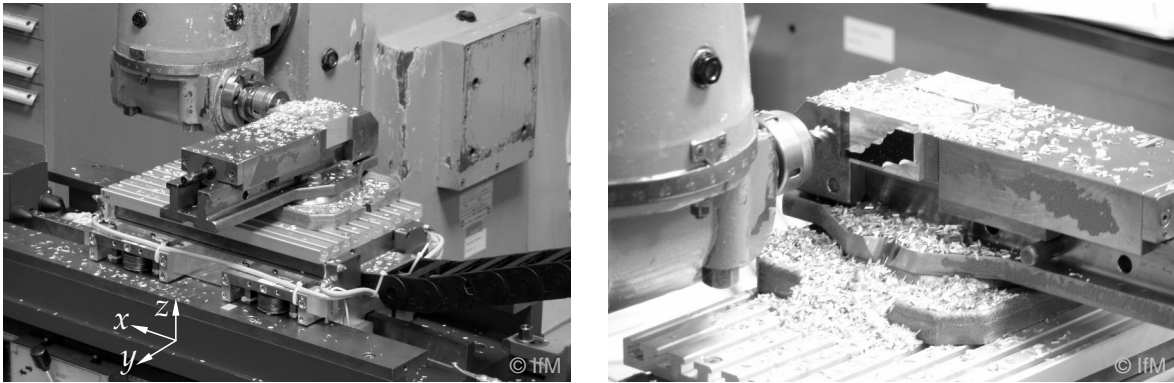


Bild 5.12: Versuchsanordnung zum Test der Prototyp-Führung im Fräsprozess

der zusätzlichen Masse des aufgespannten Schraubstocks von ca. 25 kg und des Werkstückes erfolgte durch Anwendung des automatischen Identifikationsverfahrens aus Abschnitt 4.9. Die Gesamtmasse von Führungsschlitten, Schraubstock und Werkstück betrug ca. 69 kg (Stahl) bzw. 66,5 kg (Aluminium).

Durch die hohe Aufspannung des Werkstücks befindet sich in der verwendeten Konfiguration der Schwerpunkt des Schlittens ca. 120 mm oberhalb des Bezugspunktes. Die Reglerverstärkung in y -, φ - und θ -Richtung konnte deswegen nur auf eine relativ geringe Dynamik ($s_R = -250 \text{ s}^{-1}$) und somit eine geringe Steifigkeit eingestellt werden. In z - und ψ -Richtung hingegen war eine sehr steife Regelung mit einer Pollage von $s_{R,z} = -800 \text{ s}^{-1}$ bzw. $s_{R,\psi} = -600 \text{ s}^{-1}$ möglich. Eine Aussage über die Tauglichkeit dieser sehr kleinen Magnetführung für den Einsatz im realen Prozess kann somit nur für die z -Richtung erfolgen.

Die Anordnung von Werkstück und Werkzeug ist in Bild 5.13b–d dargestellt. Bild 5.13b zeigt die für die Versuche mit Stahl eingesetzte Konfiguration, Bild 5.13c diejenige für die Versuche mit Aluminium. In Stahl erfolgte der Vorschub in positiver z -Richtung, damit der statische Mittelwert der Schnittkraft der Schwerkraft entgegenwirkt. Somit wird die Übersteuerung der für diesen Prozess eigentlich zu klein dimensionierten Ma-

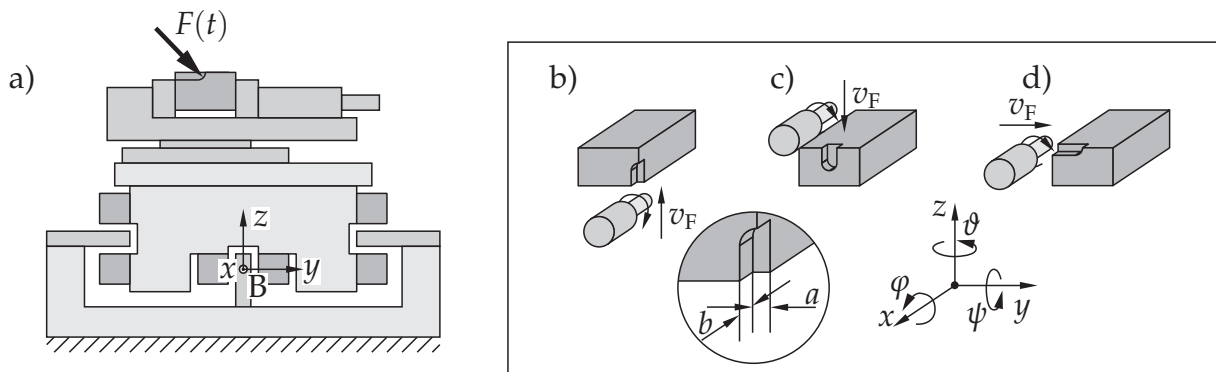


Bild 5.13: Versuchsanordnung: a) schematische Darstellung des Kraftangriffspunktes; b)–d) untersuchte Vorschubrichtungen

gnete vermieden. Die Konfiguration nach Bild 5.13d fand nur zur Verifikation der im nachfolgenden Kapitel 6 entwickelten aktiven Schwingungsdämpfung Verwendung, sei hier jedoch bereits der Vollständigkeit halber mit aufgeführt. Die Schnittparameter der untersuchten Fräsprozesse sind in Tabelle 5.3 zusammengefasst.

Die nachfolgenden Darstellungen beschränken sich auf relevante Zeitsignalausschnitte der Auslenkungen und Kräfte in den beiden translatorischen Freiheitsgraden. Die vollständige Darstellung der Messwerte aller fünf Freiheitsgrade im Zeit- und Frequenzbereich findet sich in den Bildern 5.17 bis 5.22 ab Seite 124. Dort wird insbesondere auch der jeweilige Anstieg des mittleren Kraftniveaus beim Anschnittvorgang ersichtlich.

5.4.2 Flankenfräsen von Stahl

Die ersten Versuche wurden mit einem Schlichtprozess in Stahl durchgeführt. Aufgrund der geringen Schnitttiefe $a = 1$ mm ist bei diesem Prozess gewährleistet, dass sich zu jedem Zeitpunkt jeweils nur eine einzelne Schneide im Eingriff befindet. Die Schnittfrequenz beträgt 14,5 Hz und liegt somit nahe dem Bereich der größten Nachgiebigkeit der Magnetführung.

Aus dem Zeitverlauf der Kraftsignale in Bild 5.14 wird deutlich, dass die Richtung des Schnittkraftvektors nahezu parallel zur Vorschubrichtung liegt. Die Schnittkraft tritt in z -Richtung in Form von Kraftimpulsen von 40 ms Dauer und 69 ms Abstand auf. Ihre Amplitude variiert aufgrund einer Unsymmetrie des Werkzeugs mit der sich im Eingriff befindlichen Schneide zwischen 200 N und 400 N. Nur beim Durchgang der am weitesten vorstehenden Schneide durch das Werkstück ist auch ein Kraftimpuls in y -Richtung erkennbar. Die Magnetführung reagiert auf jeden der einzelnen Kraftimpulse näherungsweise mit einem Auslenkungsimpuls. Aufgrund der endlichen Impulsdauer weicht dessen Form jedoch von der Idealform (vgl. Bild 5.8) ab. Die Auslenkungsimpulse umfassen in z -Richtung einen Weg von ca. 6 μm Spitze-Spitze, wodurch sich für diesen Prozess eine effektive dynamische Nachgiebigkeit von ca. 15 $\mu\text{m}/\text{kN}$ ergibt. Die Auslenkungen in y -Richtung bewegen sich trotz der geringeren Kräfte in derselben Grö-

Tabelle 5.3: Parameter der untersuchten Fräsprozesse

	Stahl Schlichten	Stahl Schruppen	Aluminium
Werkzeughdurchmesser	12 mm	12 mm	12 mm
Schneidenzahl	3	3	3
Drehzahl n	290 min^{-1}	290 min^{-1}	1666 min^{-1}
Vorschub v_F	76 mm/min	51 mm/min	76 mm/min
Vorschubrichtung	+z	+z	-z
Spannungsbreite b	5 mm	9 mm	5 mm
Schnitttiefe a	1 mm	5 mm	Nut 12 mm

ßenordnung. Neben der geringeren Reglerdynamik der y -Richtung ist insbesondere die trotz der zuvor erfolgten Massenadaption nicht verschwindende Kopplung von z - und φ -Richtung aufgrund des hohen Kraftangriffspunktes hierfür verantwortlich.

Im Anschluss an obige Messung wurde ein Schruppprozess mit einer Schnitttiefe von $a = 5$ mm bei reduziertem Vorschub gefahren (Bild 5.15). Durch den verlängerten Eingriff einer Schneide reißt der Kontakt zwischen Werkstück und Werkzeug nicht ab und der Kraftverlauf unterscheidet sich stark von demjenigen des zuvor untersuchten Schlichtprozesses. Die Kraft verläuft in beiden translatorischen Richtungen nahezu gleich. Es stellt sich ein dreieckförmiger Verlauf zwischen den Ein- und Austrittszeitpunkten der einzelnen Schneiden ins Werkstück ein, dessen Schwankungsweite 400 N beträgt. Das

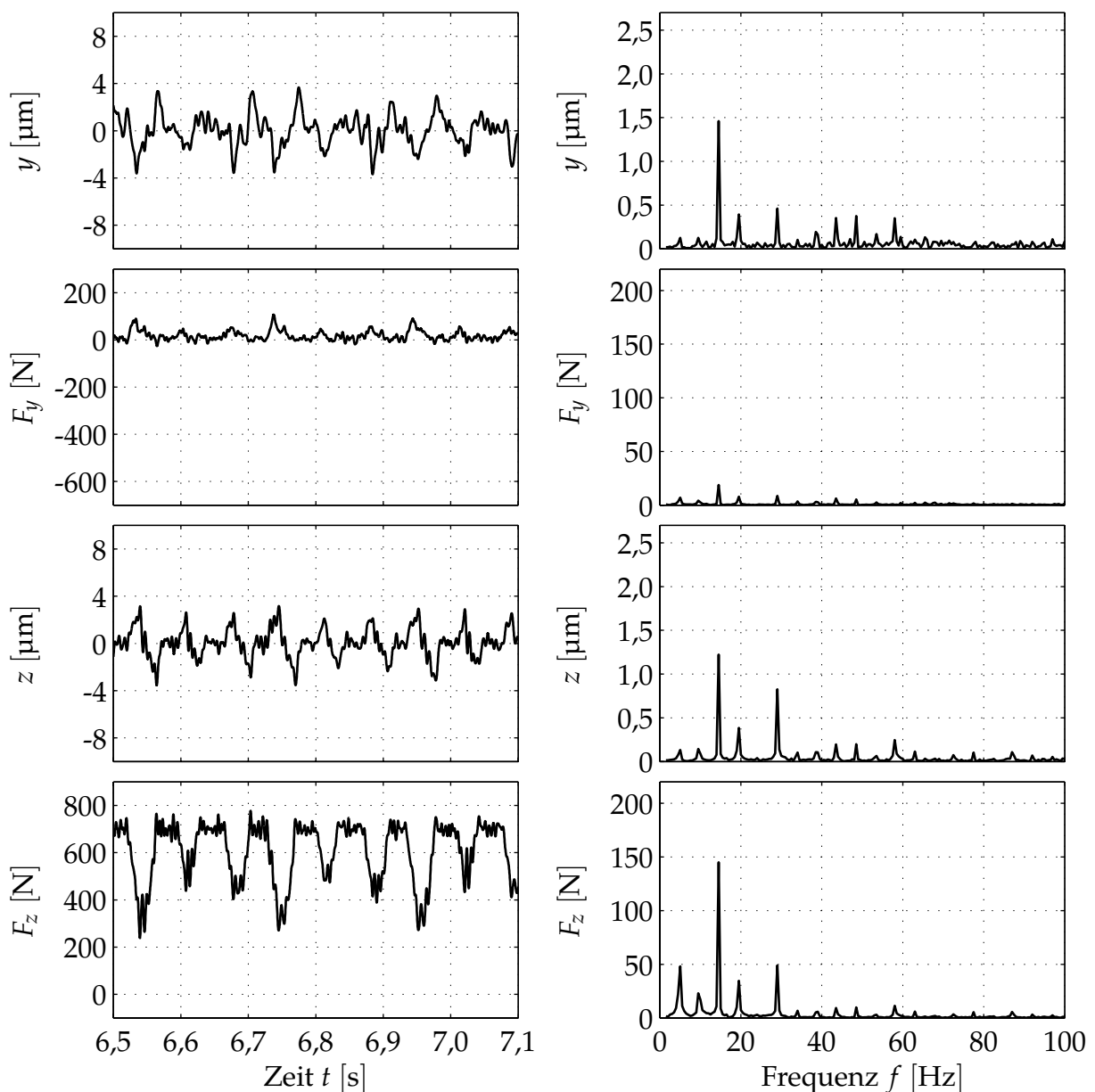


Bild 5.14: Translatorische Kräfte und Auslenkungen beim Schlichten von Stahl

mittlere Kraftniveau weist einen statischen Offset von $\bar{F}_y = -200 \text{ N}$ bzw. $\bar{F}_z = -300 \text{ N}$ gegenüber dem unbelasteten Fall auf.

In der steifen z -Richtung reagiert die Führung auf die Erregung mit einer nahezu rechteckförmigen Auslenkung von $\pm 2 \mu\text{m}$, in der weniger steifen y -Richtung mit einer größeren Auslenkung, bei der auch die höheren Harmonischen der Erregung deutlich hervortreten. Insgesamt lässt sich resümieren, dass das Kraftprofil beim Prozess mit größerer Spantiefe dem Nachgiebigkeitsverhalten der Magnetführung tendenziell entgegenkommt.

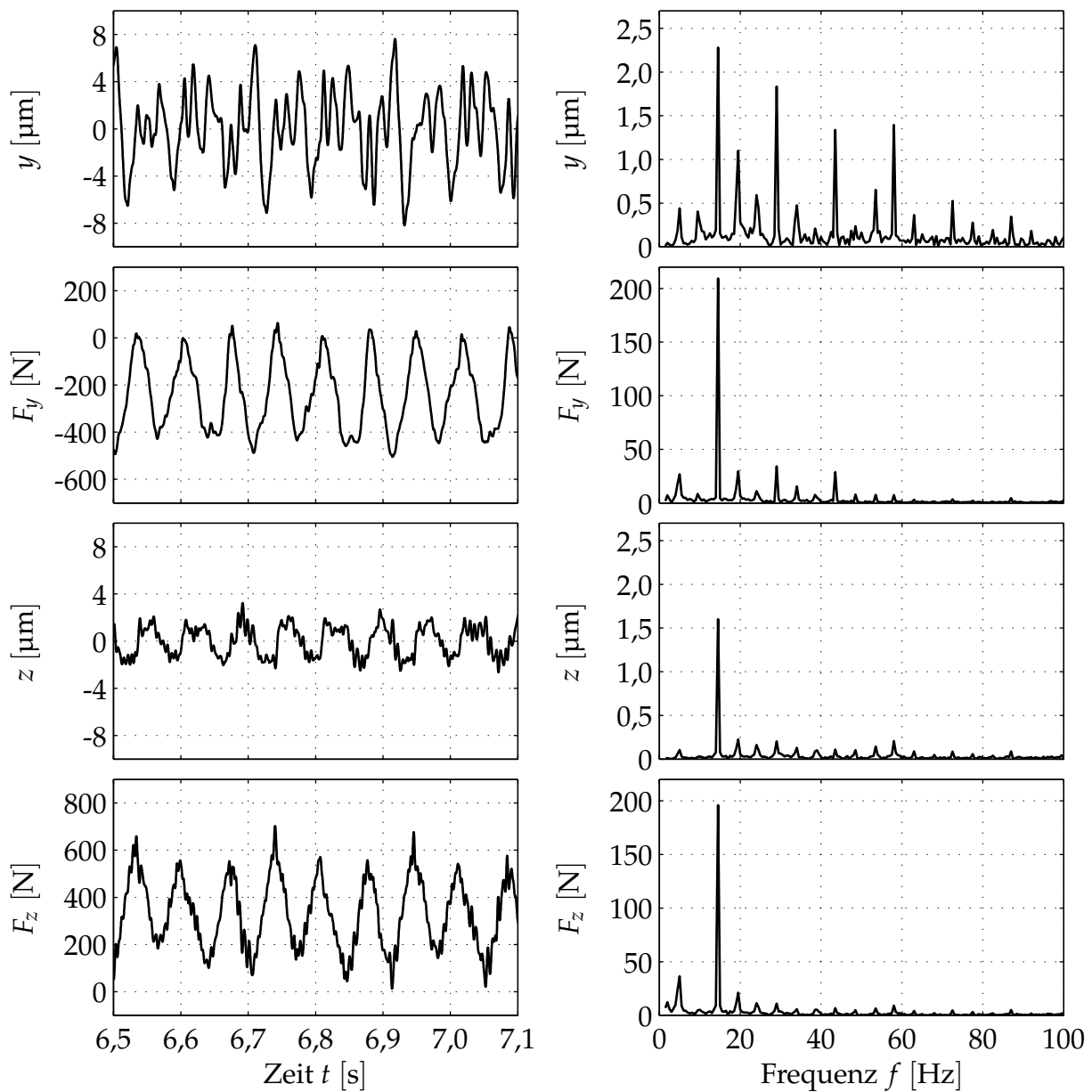


Bild 5.15: Translatorische Kräfte und Auslenkungen beim Schruppen von Stahl

5.4.3 Nutenfräsen in Aluminium

Bei den Zerspanversuchen in Stahl betrug die Spannungstiefe weniger als den halben Fräserdurchmesser. Weiterhin bedingte der Flankenfräsprozess einen Eingriffswinkel des Werkzeugs von unter 90° . Im Gegensatz dazu war bei den Versuchen in Aluminium der Fräser über einen Winkel von 180° im Eingriff, woraus sich andere Kraftverhältnisse ergeben. In z -Richtung wirken vor allem die Kräfte beim Anschnitt und beim Spanabbriss, während der wesentliche Anteil der eigentlichen Schnittkraft in y -Richtung wirkt. Bild 5.16 zeigt die zugehörigen Messdaten.

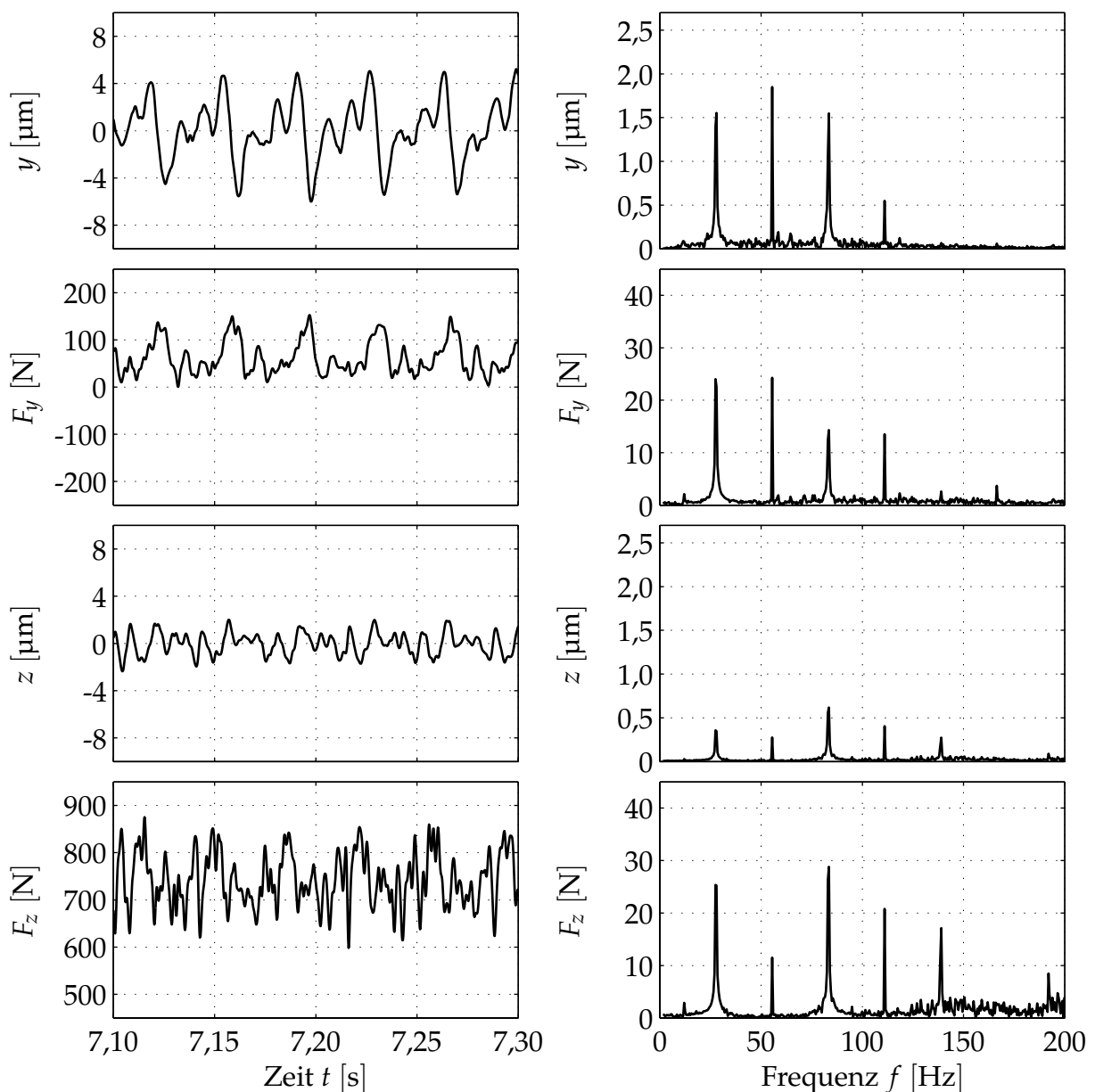


Bild 5.16: Translatorische Kräfte und Auslenkungen beim Nutenfräsen in Aluminium

Im Zeitsignal der y -Auslenkung ist wie in den Messungen zuvor deutlich die Rotation des dreischneidigen Werkzeugs mit seinen unterschiedlich hervorstehenden Schneiden erkennbar. Durch die geringere Steifigkeit in y -Richtung ist diese Auslenkung mit ca. $\pm 5 \mu\text{m}$ recht groß. In z -Richtung hingegen ist der Unterschied der einzelnen Schneiden wesentlich weniger deutlich zu erkennen. Folglich dominieren im Spektrum der Auslenkung die dritte Drehzahlharmonische, die Auslenkung bleibt durch die steife Regelung im Bereich $\pm 2 \mu\text{m}$, obwohl die Kraftschwankung größer ist als in y -Richtung. Durch die Überlagerung der Ein- und Austrittsmomente der Schneiden sind in allen Spektren auch die höheren Harmonischen anzutreffen.

5.5 Ergebnisse der Untersuchungen

Die Untersuchungen dieses Kapitels belegen die Tauglichkeit von Magnetführungen für den praktischen Einsatz in Werkzeugmaschinen. Das prinzipiell sehr unterschiedliche Nachgiebigkeitsverhalten von Wälz- und Magnetführungen verlangt nach einem objektiven Vergleichskriterium. Die Anfälligkeit der Führung für regeneratives Rattern stellt ein mögliches Kriterium dar und wurde für die Untersuchungen ausgewählt. Es zeigte sich, dass bei Wälzführungen die Ratteranfälligkeit im Wesentlichen eine charakteristische Kenngröße der jeweiligen Führungseinheiten darstellt und die geführte Masse theoretisch keinen Einfluss darauf besitzt. Diese Überlegungen konnten durch beispielhafte Messungen bestätigt werden. Die Erhöhung der Steifigkeit der Maschine kann somit vor allem durch Wahl größerer Führungselemente mit entsprechend größeren Reibkräften, größerem Verschleiß und geringeren zulässigen Verfahrgeschwindigkeiten und -beschleunigungen erreicht werden.

Aufgrund der sehr hohen, einstellbaren Dämpfung und des Integralanteils der Regelung ist die Ratteranfälligkeit von Magnetführungen demgegenüber deutlich geringer. Für die praktische Einsetzbarkeit stellt der – prinzipbedingt – größere maximale Betrag des Nachgiebigkeitsfrequenzgangs hingegen keinen aussagekräftigen Kennwert dar. Die praktischen Untersuchungen an den beiden im Zentrum dieser Arbeit stehenden Magnetführungen zeigen, dass die angestellten theoretischen Untersuchungen haltbar sind, auch wenn die theoretisch möglichen Steifigkeiten in der Praxis aufgrund der erforderlichen Beobachtung der Zustandsgrößen der Führung nicht ganz erreicht werden können. Die bei der mechanischen Modellierung der Maschinenachse vernachlässigte Nachgiebigkeit des Maschinengestells begrenzt die erzielbare Regeldynamik. Allerdings ist dennoch die an der Maschinenachse erzielte Steifigkeit derjenigen von Wälzführungen bereits ebenbürtig.

Aufbauend auf diesem Funktionsnachweis war der Einsatz einer Magnetführung im realen Fräsprozess möglich. Sowohl beim Zerspanen von Aluminium wie auch von Stahl zeigte sich eine – bezogen auf die Baugröße der Führung – hohe Steifigkeit. Nachteilig ist allerdings die konstruktiv bedingt größere Nachgiebigkeit der Prototyp-Führung in

lateralen Richtung. Dem prinzipiellen Nachweis der Praxistauglichkeit tut dies jedoch keinen Abbruch. Anzumerken ist, dass in allen Fräsversuchen der Prozess stabil blieb und es in keinem Fall zu regenerativem Rattern kam.

Eine verbesserte Modellierung unter Berücksichtigung der Strukturmechanik des Maschinengestells kann dazu beitragen, die Dynamik und damit die Steifigkeit der Magnetführung weiter zu steigern. Durch die adaptiven Versteifung des Maschinengestells mit Hilfe der Komponenten der Magnetführung ist es zudem in weiteren Entwicklungen möglich, die Steifigkeit der gesamten Maschine weiter zu steigern und damit die Fertigungsgenauigkeit zu verbessern.

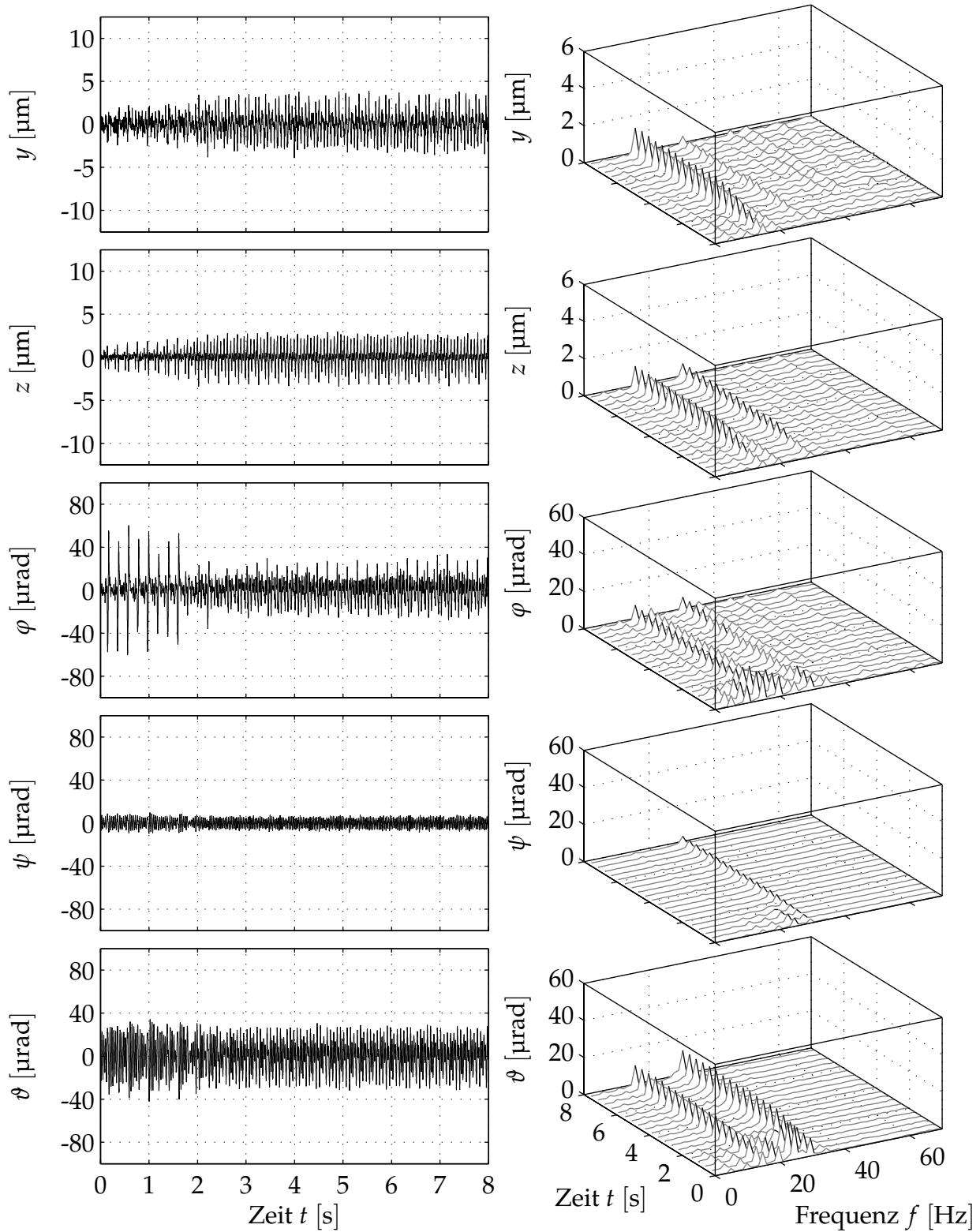


Bild 5.17: Gemessene Auslenkungen beim Flankenfräsen von Stahl (Schlichtprozess)

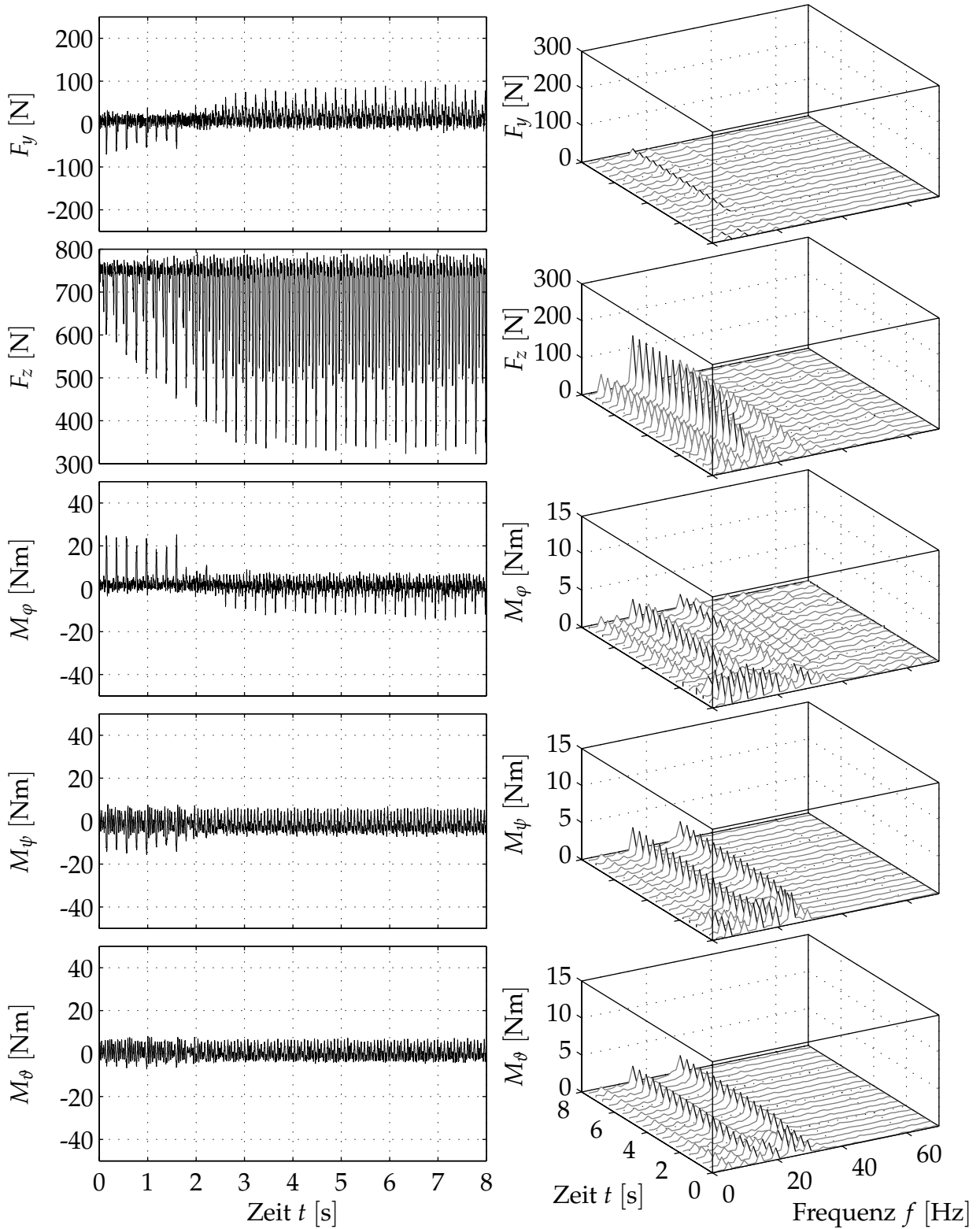


Bild 5.18: Gemessene Kräfte beim Flankenfräsen von Stahl (Schlichtprozess)

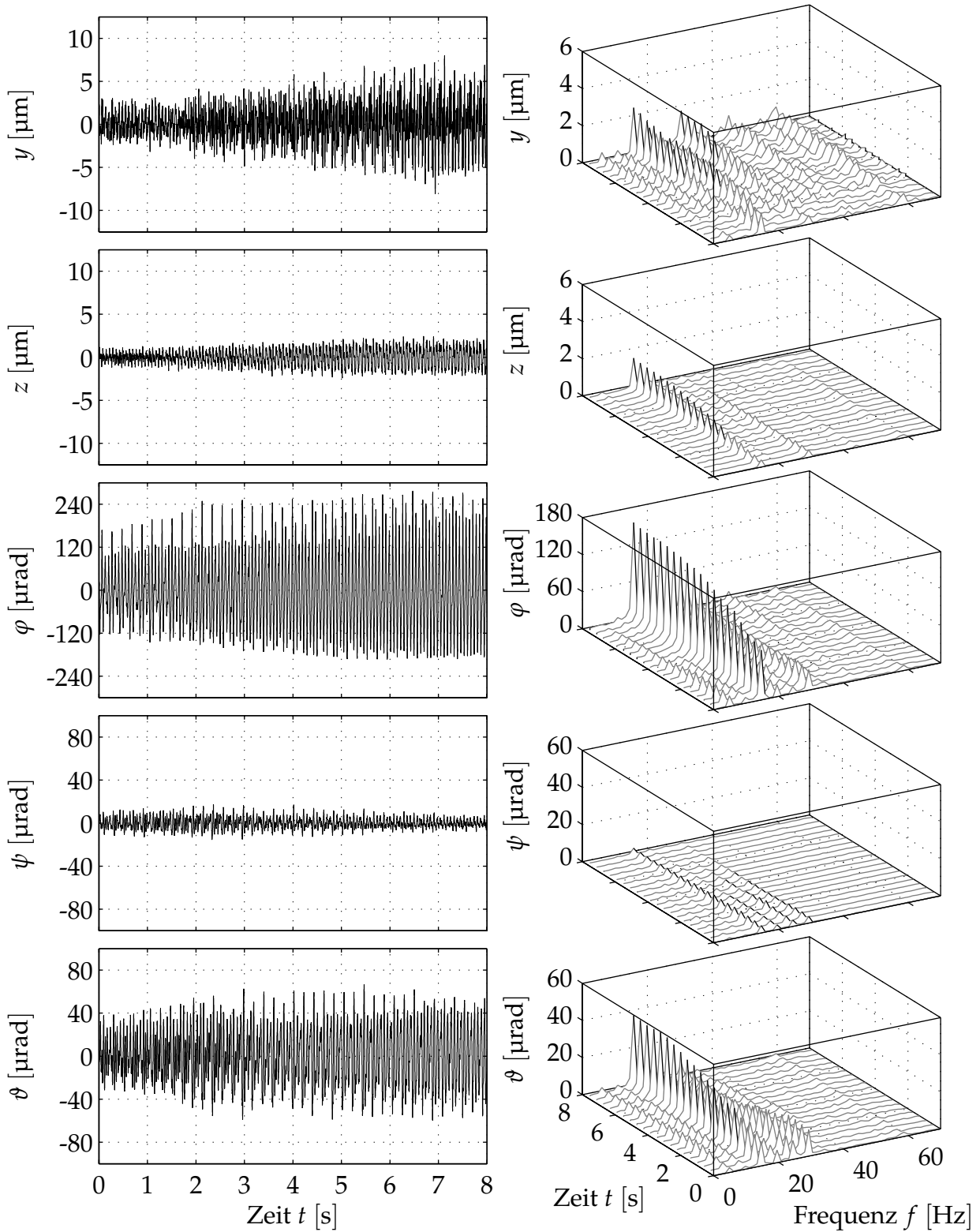


Bild 5.19: Gemessene Auslenkungen beim Flankenfräsen von Stahl (Schruppprozess)

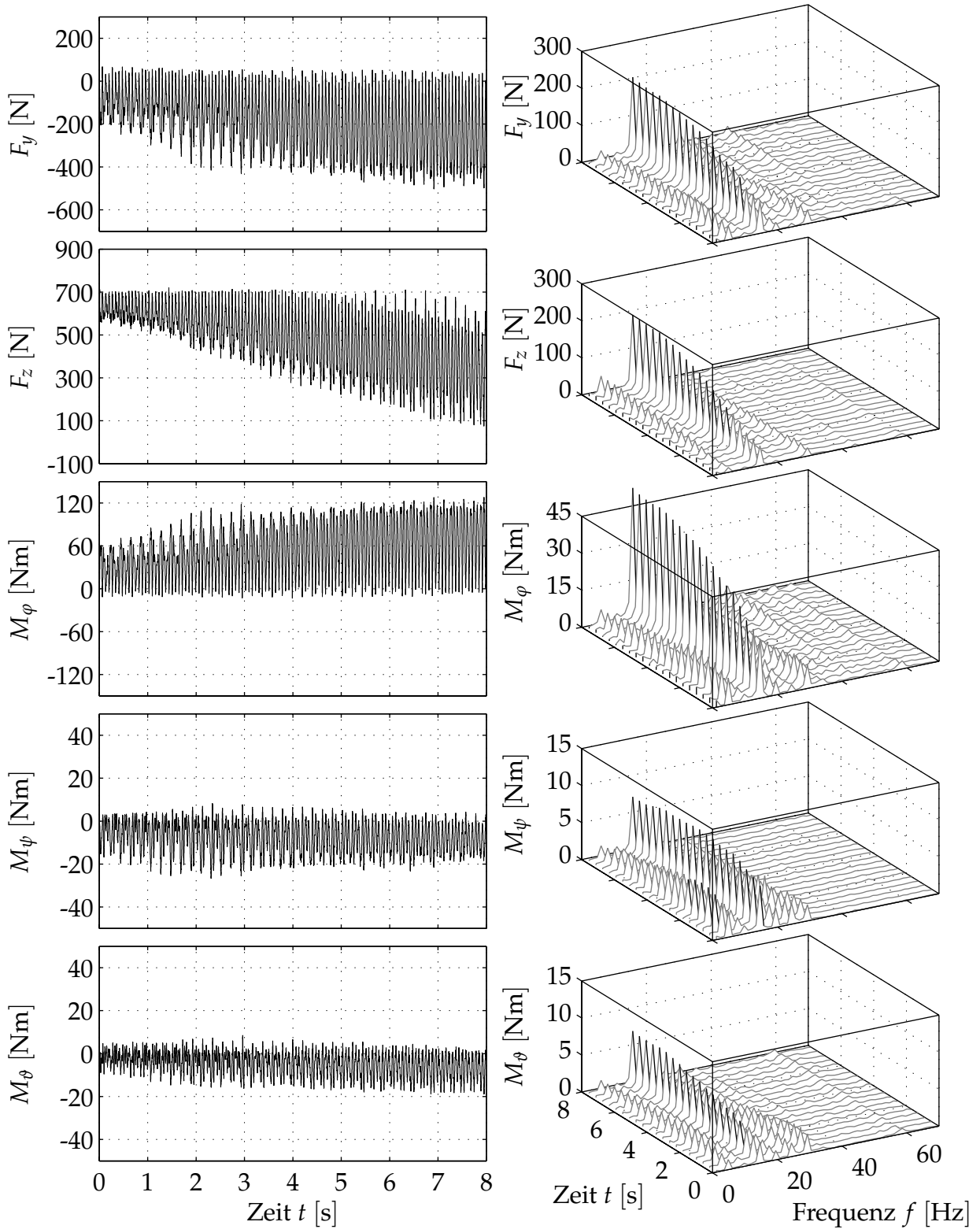


Bild 5.20: Gemessene Kräfte beim beim Flankenfräsen von Stahl (Schruppprozess)

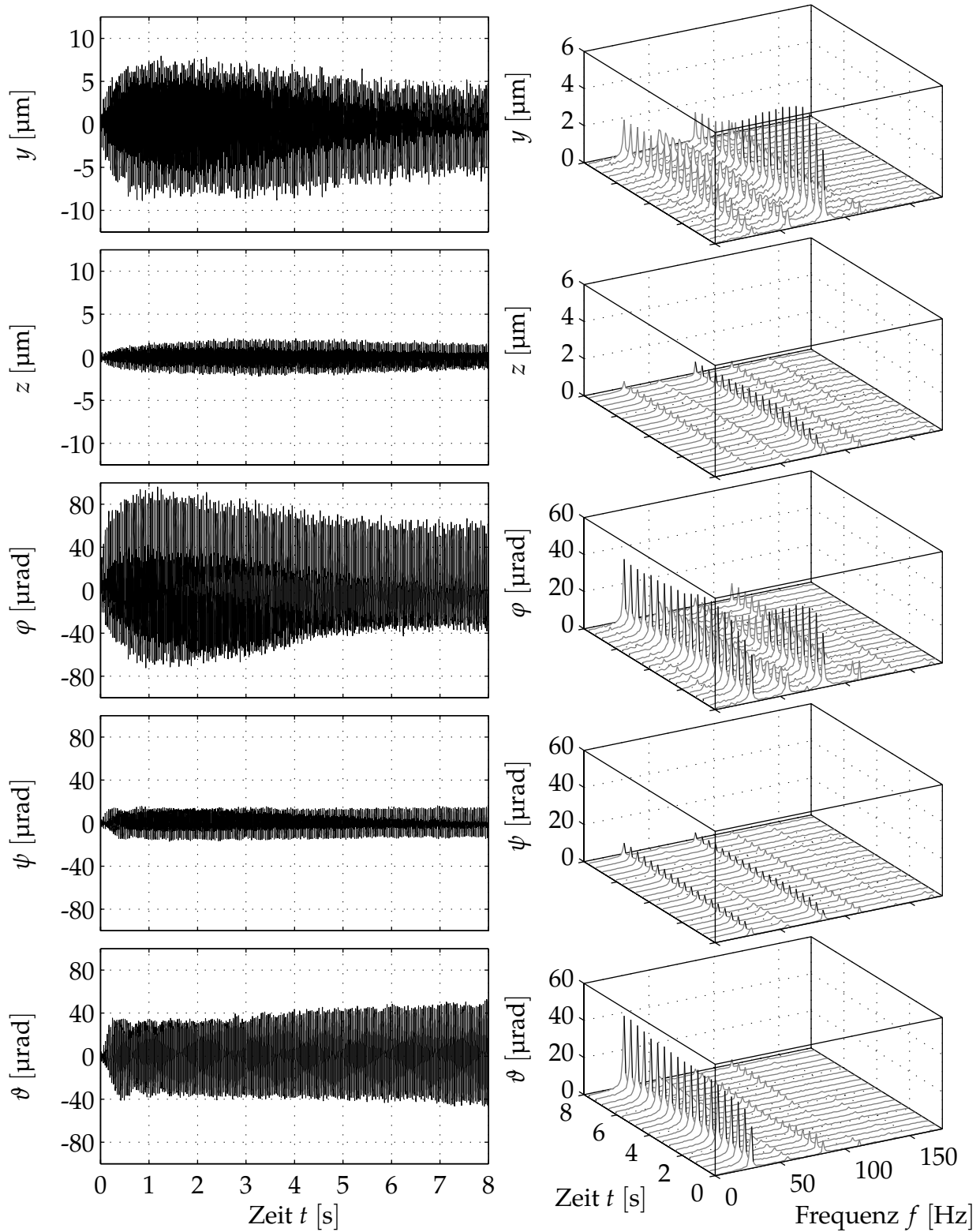


Bild 5.21: Gemessene Auslenkungen beim Nutenfräsen in Aluminium

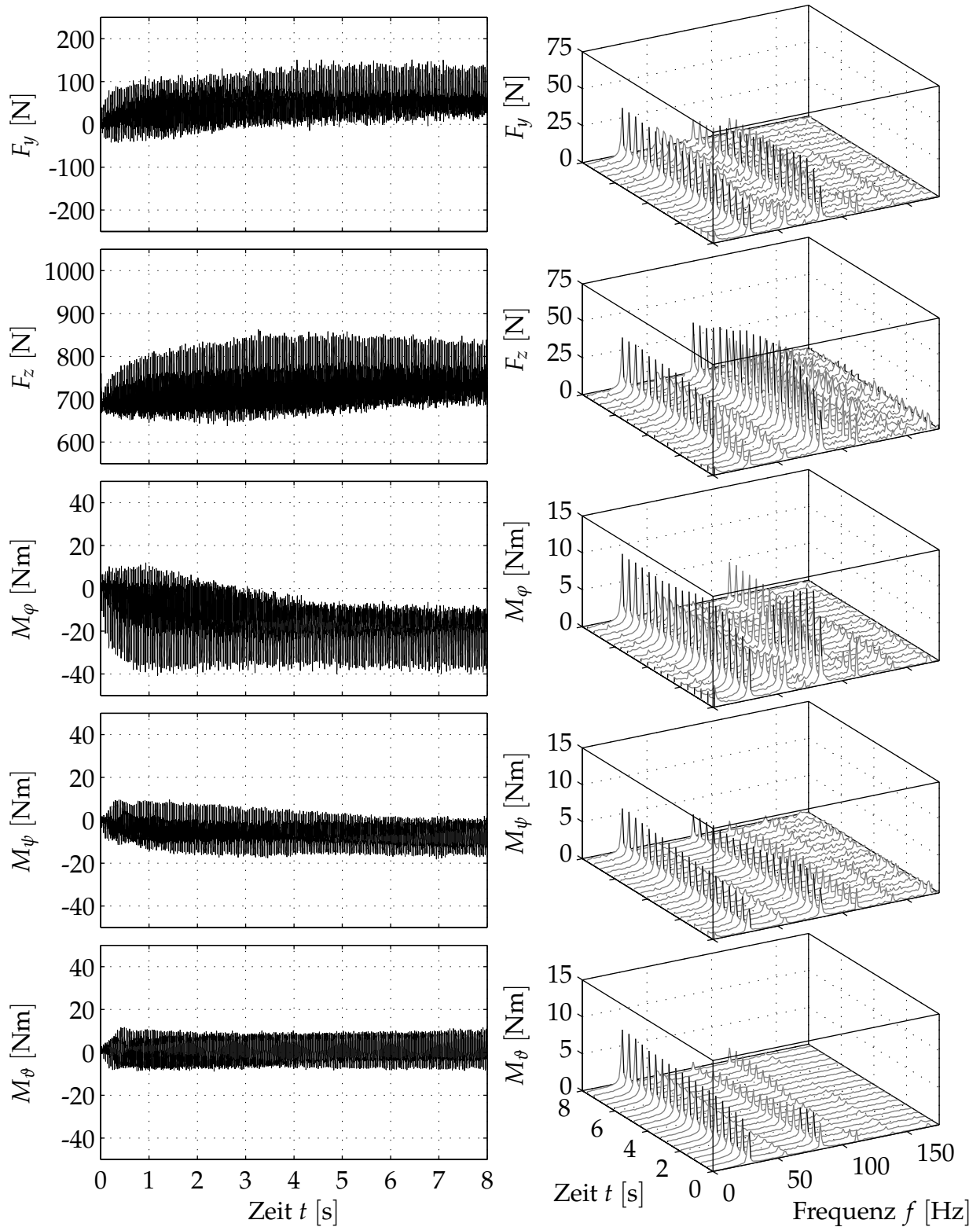


Bild 5.22: Gemessene Kräfte beim Nutenfräsen in Aluminium

6 Aktive Schwingungsdämpfung

Wie im vorangegangenen Kapitel gezeigt wurde, kann die dynamische Steifigkeit einer Magnetführung nicht beliebig gesteigert werden, da letztlich die Reglerverstärkung durch auftretende Spill-Over Effekte limitiert ist. Diese Beschränkung betrifft nicht nur Magnetführungen, sondern ist eine grundsätzliche Eigenschaft lagegeregelter, mechatronischer Systeme. In der Praxis treten jedoch gerade in Werkzeugmaschinen neben transienten Störungen häufig periodische Kraft- bzw. Unwuchtstörungen auf, welche über einen gewissen Zeitraum nahezu stationär anliegen. In Fräsmaschinen kann dies z. B. eine Krafterregung durch den Zerspanprozess oder eine Unwucht in einer rotatorischen Achse sein. Bild 6.1 verdeutlicht beispielhaft die Auslenkung des Bezugspunkts beim Flankenfräsen von Aluminium mit einem dreischneidigen Schafffräser auf der Prototyp-Führung mit weicher Reglereinstellung. Im Spektrum der Auslenkung sind deutlich die Spektralanteile aufgrund der Werkzeugkonfiguration sichtbar. Zur Kompensation des resultierenden Positionsfehlers ist eine Erweiterung des Reglers erforderlich, welche die Dynamik der Störkräfte berücksichtigt. Mit diesem Problem beschäftigt sich der Bereich der *Aktiven Schwingungsdämpfung* bzw. *Active Vibration Control*.

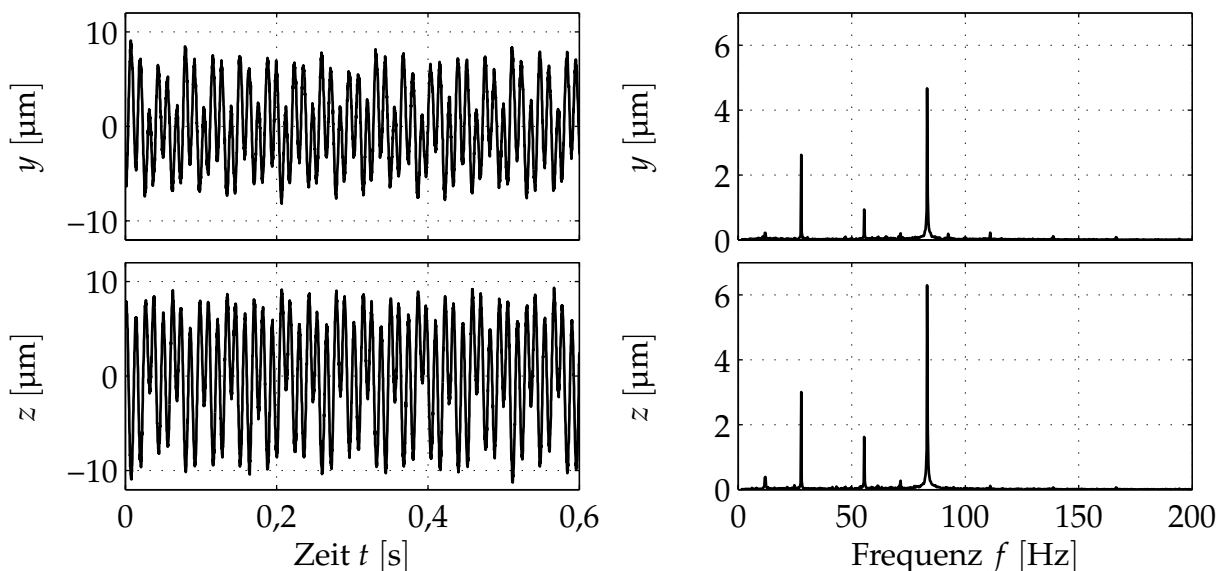


Bild 6.1: Zeitsignal und Frequenzspektrum der translatorischen Auslenkungen der Prototyp-Magnetführung beim Flankenfräsen von Aluminium ($s_R = 180 \text{ s}^{-1}$, $\alpha = 0,8$, 3 Schneiden, $n = 1666 \text{ min}^{-1}$, $a = 5 \text{ mm}$, $b = 5 \text{ mm}$)

6.1 Verfahren der aktiven Schwingungsdämpfung

Die Aufgabe der aktiven Schwingungsdämpfung lässt sich wie folgt umreißen: Es wird angenommen, dass am Eingang der geregelten Strecke eine periodische Störgröße $d(t)$ anliegt, deren Wellenform zunächst beliebig sein kann (vgl. Bild 6.2). Zu dieser Größe ist ein Kompensationssignal $r(t)$ zu bestimmen, welches der Störung möglichst genau entspricht, jedoch ein entgegengesetztes Vorzeichen besitzt. Durch Überlagerung von $r(t)$ am Reglerausgang wird angestrebt, die Störung möglichst vollständig zu eliminieren, so dass die Strecke in Ruhe ist. Ziel ist es, den eigentlichen Regler von der Ausregelung dieser periodischen Störung zu entlasten.

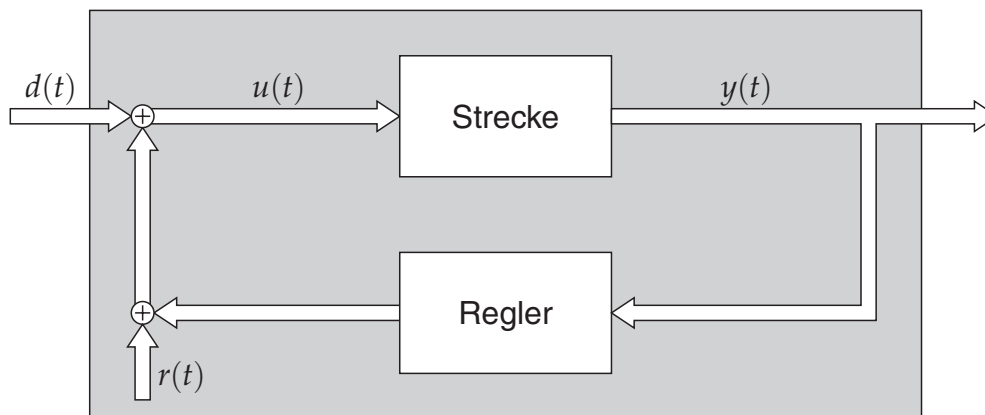


Bild 6.2: Prinzipielles Modell einer durch $d(t)$ gestörten Regelstrecke mit einem Kompensationssignal $r(t)$

Bei der Modellierung der Störung $d(t)$ werden zwei Prinzipien unterschieden. Einerseits kann ein *internes Störgrößenmodell* Verwendung finden, welches insbesondere in der englischsprachigen Literatur häufig auf [FRAN76] zurückgeführt wird, sich aber in weiten Teilen mit dem bereits vorher bekannten Prinzip der Störgrößenbeobachtung wie in [MÜLL76] deckt. Weiterhin ist die Annahme eines *externen Störgrößenmodells* möglich, welches teilweise in der Literatur auf [INOUE81] zurückgeführt wird, seine Ursprünge jedoch deutlich vorher hatte (siehe [ELLI01]).

6.1.1 Regelung mit internem Störgrößenmodell

Das in der Literatur sehr verbreitete interne Störgrößenmodell bezieht die Dynamik der Störung in den Regelkreis ein und stellt somit einen *Feedback-Regler* dar. Hierzu wird ein die Störung beschreibender Block in den Regelkreis eingefügt (vgl. Bild 6.3) und die Störung direkt aus dem Zeitsignal des Strecken- bzw. Reglerausganges gewonnen [PREU02].

Nahezu alle in der Literatur verwendeten Störgrößenbeobachter mit internem Störgrößenmodell gehen zunächst davon aus, dass die Natur der Störung bekannt ist. Insbeson-

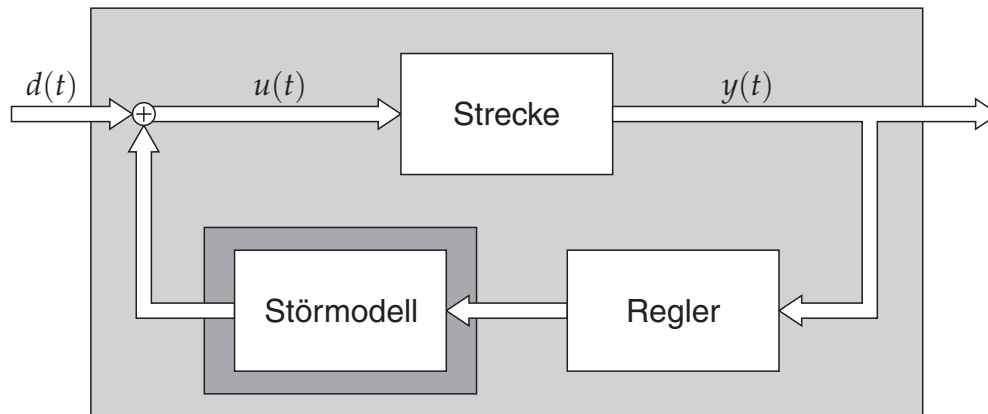


Bild 6.3: Regelkreis mit internem Störgrößenmodell

dere die Periodendauer wird als konstant vorausgesetzt. Während diese Einschränkung für einen weiten Bereich von Systemen unproblematisch ist, so stellt sie ein großes Hindernis für die Anwendung der Störgrößenbeobachtung in Fällen dar, wo die Natur der Störung wechselt, diese nicht gemessen werden kann oder sogar mehrere unabhängige Störungen auftreten können.

Dynamischer Störgrößenbeobachter

Eine einfache Bauform eines Störgrößenbeobachters mit internen Störgrößenmodell besteht darin, die externe Störung im Zustandsraum durch einen schwingungsfähigen Beobachter nachzubilden. Hiermit lässt sich somit eine Anzahl fester Frequenzen beobachten. Bereits in den 70er Jahren hat z. B. MÜLLER dieses Prinzip auf die Tragregelung des TRANSRAPID angewendet [MÜLL76, MÜLL77]. In jüngerer Zeit ist eine Anwendung des Verfahrens beispielsweise bei KONSTANZER für die aktive Schwingungsdämpfung von Hubschrauberrotoren zu finden [KONS01]. In beiden Fällen wird im Regler ein virtueller, gedämpfter Tilger modelliert, dessen Eigenfrequenz im Bereich der Störfrequenz liegt.

Viele weitere Untersuchungen und praktische Implementierungen der aktiven Schwingungsdämpfung setzen auf diesem Prinzip auf. Bei CD-Spielern und Festplatten gehört sie zum Stand der Technik [HILL97, LANG97, LEE98]. Diese Form der Störgrößenbeobachtung ist immer dann eine gute Wahl, wenn in einem System sehr wenige, genau bekannte Störfrequenzen auftreten können. Bei leichten Abweichungen der Störfrequenz von der eingestellten Tilgerfrequenz zeigt sich jedoch eine mangelhafte Reglerperformance, da die Tilgung zunehmend unwirksam wird.

Repetitive Control

Die meistverwendetste Bauform eines internen Störgrößenmodells besteht in einer Störgrößenbeobachtung mittels eines einfachen Ringspeichers. Für diese Methode ist die Bezeichnung *Repetitive Control* geläufig [HILL94]. Der Störgrößenbeobachter besteht hierbei aus einem vorsteuernden Totzeitglied im Regelkreis (vgl. Bild 6.4), wodurch der periodi-

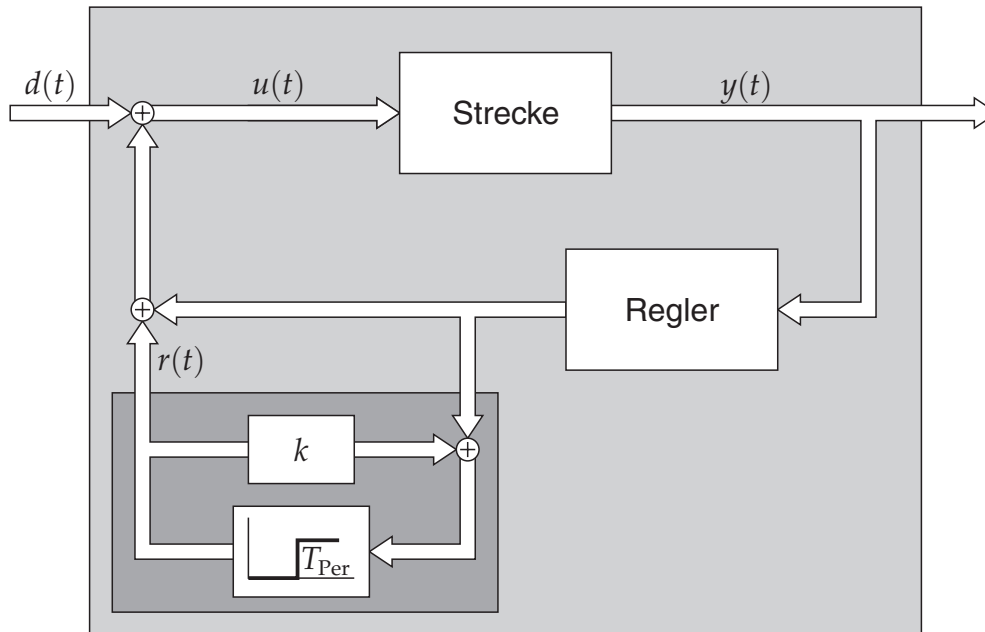


Bild 6.4: Internes Störgrößenmodell mit Ringspeicher (*Repetitive Control*)

sche, dynamische Anteil des Reglerausgangs in einem Ringspeicher aufsummiert und als der Störgröße $d(t)$ entgegenwirkendes Kompensationssignal $r(t)$ überlagert wird.

In einem iterativen Prozess wird hierbei die Wellenform der Störung im Ringspeicher aktualisiert und so angepasst, dass die reale Regelabweichung minimiert wird. Mittels der Rückführung $0 < k < 1$ ist die Dynamik der Aktualisierung einstellbar. Die Zeitverzögerung T_{Per} – und damit die Größe des Ringspeichers – muss hierbei exakt der Periodendauer der Störung entsprechen, um diese in sich abbilden zu können. Hier liegt bereits der wesentliche Nachteil dieses Verfahrens begründet, da ausschließlich Signale mit dieser festen Periodendauer kompensierbar sind. Ein großer Vorteil liegt allerdings in der sehr einfachen Implementierbarkeit, so dass es bei Störungen mit exakt bekannter und unveränderlicher Periodendauer kostengünstig umsetzbar ist.

Anwendungsfälle dieses Prinzips finden sich z. B. in [HILL94], wo diese Form der Störgrößenkompensation zur Regelung der Drehzahl einer peristaltischen Blutpumpe eingesetzt wird, wobei durch das Funktionsprinzip der Pumpe bedingte drehzahlsynchrone Störungen ausgeregelt werden. Auch die *Repetitive Control* wird zur Unwuchtkompensation in CD-Spielern und Festplatten erfolgreich angewendet [LEE98], wobei in allen Fällen die Drehzahl exakt bekannt ist.

Bei der praktischen Anwendung dieses einfachen Ansatzes zeigen sich jedoch sehr häufig enge Grenzen der Leistungsfähigkeit. Für eine schnelle Dynamik bei der Ausregelung der periodischen Störung ist eine hohe Reglerverstärkung k im Rückführzweig erforderlich. Diese bewirkt jedoch, dass die Gefahr des Aufschwingens höherfrequenter Oszillationen besteht. Dies resultiert aus der unendlichen Dimensionalität des Reglers im zeitkontinuierlichen Fall. Eine einfache Modifikation des Ringspeicherprinzips be-

steht deshalb darin, die Störung durch einen Tiefpass zu filtern. Allerdings beeinträchtigt dessen Phasenfehler wiederum die Leistungsfähigkeit dieses Verfahrens und eine vollständige Kompensation von Störungen ist nicht möglich. Im Falle einfacher Störungen ist das Prinzip sehr leistungsfähig, jedoch bei stark verrauschten Signalen nicht sehr robust.

Einen sehr ähnlichen Ansatz verwendet auch [RECKO2] zur Regelung der Durchsenkung eines elastischen Fahrwegs. Hier liegt allerdings keine direkte Periodizität vor, da die iterative Minimierung über mehrere aufeinanderfolgende Überfahrten geschieht und durch den Abbruch der Iteration die in [HILL94] auftretenden Stabilitätsprobleme des Dauerbetriebs vermieden werden.

Zahlreiche Veröffentlichungen beschäftigen sich mit der Stabilität und Robustheit eines Störgrößenbeobachters mit internem Störgrößenmodell (z. B. [HILL97, LANG97]). Da es sich jeweils um einen geschlossenen Algorithmus handelt, sind diese Kriterien für alle Betriebsbedingungen nachzuweisen. Ein kontextabhängiger Eingriff in die Kompensation ist nicht möglich.

6.1.2 Regelung mit externem Störgrößenmodell

Der Ansatz der Störgrößenkompensation mit einem externen Störgrößenmodell besteht darin, die Störung nicht als Teil der Regelstrecke zu betrachten, sondern zu berücksichtigen, dass sie von außerhalb auf den Streckeneingang einwirkt. Entsprechend wird das Störgrößenmodell nicht mit in den Regler integriert, sondern als *Feedforward*-Regler von außen auf den Reglerausgang aufgeschaltet. Es wird also quasi ein Signalgenerator an die Strecke gekoppelt, welcher im Idealfall ein Kompensationssignal erzeugt, dessen Ausgangssignal exakt der externen Störung entspricht, aber entgegengesetztes Vorzeichen hat (vgl. Bild 6.5).

Das Ziel hierbei ist es folglich, das Kompensationssignal so einzustellen, dass es die reale Störung möglichst genau kompensiert. Zur Anpassung der modellierten Störgröße an die reale Störung ist ein Adaptierungsverfahren erforderlich. Die Ausführung dieses Verfahrens stellt den wesentlichen Unterschied zum internen Störgrößenmodell dar. Während beim internen Störgrößenmodell der Störgrößenbeobachter direkt vom Zeitsignal des Reglerausgangs gespeist wird, erfolgt beim externen Störgrößenmodell eine indirekte Aktualisierung nach einer Vorverarbeitung des Zeitsignals.

Ein wesentlicher Vorteil eines externen Störgrößenmodells besteht darin, dass dabei ein Dead-Beat-Entwurf der Störgrößenschätzung möglich ist, während sich beim internen Störgrößenmodell lediglich ein asymptotisches Abklingen der Störung realisieren lässt [BASK99]. Weiterhin lässt sich der externe Kompensationssignalgenerator wesentlich einfacher parametrieren, als dies beim internen Störgrößenbeobachter der Fall ist. Somit ist es insbesondere vergleichsweise einfach möglich, veränderliche Störfrequenzen zu berücksichtigen.

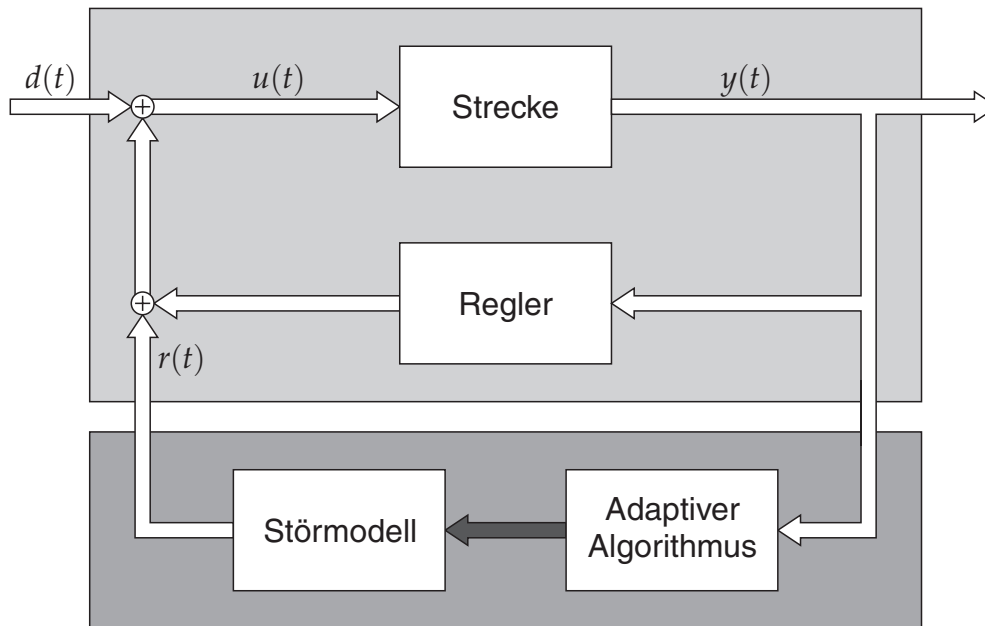


Bild 6.5: Regelkreis mit externem Störgrößenmodell

Verglichen mit dem internen Störgrößenmodell wird das Externe in der Literatur deutlich seltener behandelt. Insbesondere die Robustheit ist bislang wenig untersucht worden. Ausgesprochen wenige Fälle verwenden außerdem die Möglichkeit, die Störfrequenz zu adaptieren. In [BASK99] wird beispielsweise eine mangelnde Robustheit eines externen Störgrößenmodells gegen Frequenzfehler festgestellt. Auf die Möglichkeit, die Störfrequenz zu identifizieren und ebenfalls zu adaptieren wird dort jedoch nicht eingegangen.

LMS-Algorithmus

Einen insbesondere in der Akustik weitverbreiteten Ansatz zur aktiven Lärmreduktion stellt der auf einem externen Störgrößenmodell aufbauende *Least Mean Square* oder LMS-Algorithmus dar [KUO96, ELLIO1, TOKHO2]. Eine wesentliche Eigenschaft dieses Algorithmus ist die Annahme der Verfügbarkeit eines Referenzsignals $x(t)$, welches mit der Störung korreliert ist. Es wird davon ausgegangen, dass die Störung $d(t)$ durch ein (unbekanntes) Formfilter $P(j\omega)$ aus dem Referenzsignal hervorgeht. Bild 6.6 verdeutlicht diesen Ansatz. Bei Störungen durch rotierende Maschinenteile kann das Referenzsignal z. B. ein Rechtecksignal mit der Frequenz der Drehzahl sein. Das Ziel der Schwingungsdämpfung besteht darin, iterativ ein Filter $W(j\omega)$ zu synthetisieren, das $P(j\omega)$ möglichst gut approximiert, so dass das gefilterte Signal $r(t)$ die Störung kompensiert. In der praktischen, zeitdiskreten Realisierung wird statt $W(j\omega)$ z. B. ein FIR-Filter¹ $W(z)$ eingesetzt, dessen Filterkoeffizienten durch ein Gradientenverfahren so adaptiert werden, dass die Störung am Streckenausgang verschwindet.

¹Finite Impulse Response-Filter. Ein Filter mit endlicher Impulsantwort, dessen Ausgangssignal meist durch eine Faltung im Zeitbereich berechnet wird.

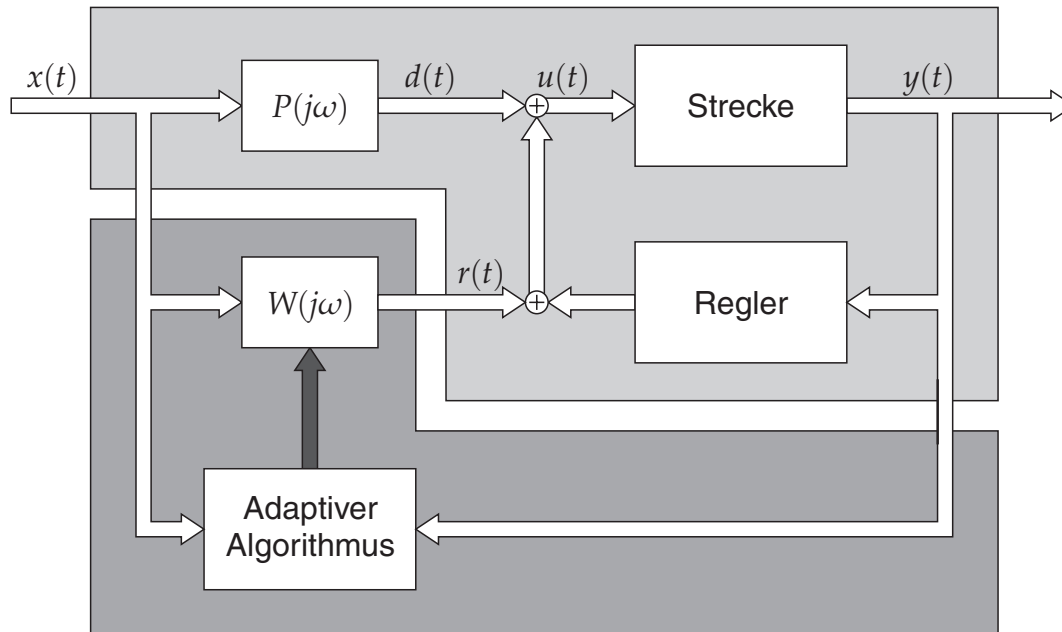


Bild 6.6: Regelkreis mit Schwingungsdämpfung nach dem LMS-Algorithmus

Der LMS-Algorithmus existiert in vielfältigen Abwandlungen [KU096], welche aber alle die Grundeigenschaft besitzen, dass ein mit der Störung korreliertes Synchronisierungssignal vorhanden sein muss. Steht bei einer Magnetführung solch ein Signal zu Verfügung, so stellt der LMS-Algorithmus eine einfach implementierbare, robuste Lösung zur aktiven Schwingungsdämpfung dar. Da das Verfahren weit erforscht ist, wird seine Anwendbarkeit auf Magnetführungen unter obigen Randbedingungen vorausgesetzt und in dieser Arbeit nicht weiter darauf eingegangen.

Der Schwerpunkt der vorliegenden Untersuchungen zur aktiven Schwingungsdämpfung zielt vielmehr auf die Kompensation von Störungen, deren Quelle und damit vor allem deren Frequenz *nicht* exakt bekannt sind. Dies ist insbesondere dann der Fall, wenn eine Messung der Störung nicht oder nur mit großem Aufwand möglich ist. Ein bereits älteres, jedoch wenig beachtetes Verfahren stellt hierbei die Regelung von Harmonischen dar, welche im Folgenden prinzipiell beschrieben und für die Anwendung an einer Magnetführung erweitert wird.

6.2 Regelung von Harmonischen

Die Regelung von Harmonischen wurde bereits 1956 als *Harmonic Control* zur Lärmbekämpfung an Transformatoren vorgeschlagen [CONO56, ELLIO1, TOKHO2]. Sie basiert darauf, einer am Streckeneingang wirkenden, periodischen Störung eine Kompensationsgröße zu überlagern, welche aus einer Anzahl rein harmonischer Sinusschwingungen synthetisiert wird. Die einzelnen Spektralanteile werden nach Amplitude und Phasenlage so eingestellt, dass sie die Störgröße genau kompensieren und das System somit

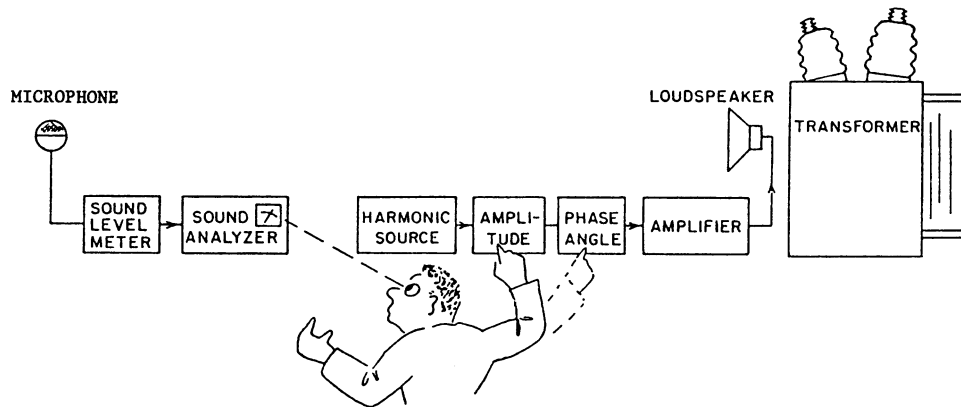


Bild 6.7: Illustration zum Prinzip der Adaption von Amplitude und Phase des Kompensationssignals bei der Regelung von Harmonischen (aus [CONO56])

in Ruhe bleibt. Die Illustration von CONOVER in Bild 6.7 verdeutlicht das Prinzip der Adaption der Parameter des Kompensationssignals sehr anschaulich.

Ein wesentlicher Vorteil der Regelung von Harmonischen liegt in der Flexibilität bezüglich der Störfrequenz, welche sehr einfach adaptiert werden kann. Außerdem ist es möglich, auch mehrere unterschiedliche, voneinander unabhängige Störungen verschiedener Frequenz zu kompensieren. Das Verfahren findet in jüngerer Zeit insbesondere im Bereich der Unwuchtkompensation magnetgelagerter Rotoren Beachtung und stellt inzwischen ein Standardverfahren dar. Für den nachfolgend beschriebenen Grundalgorithmus ohne Frequenzadaption ist auch die Bezeichnung *Recursive Gain-Scheduled Algorithm* (R-GS) bekannt [KNOS95]. Erfolgreiche praktische Implementierungen zeigen [MARKO2, TAMIO2, SHIO2]. Die Kompensation kann hierbei zwei Ziele verfolgen. Im ersten Fall wird eine mechanische Zentrierung zur Erzielung einer möglichst hohen Laufruhe angestrebt, im zweiten Fall steht die Zentrierung der Unwucht und damit die Minimierung des Stellaufwands im Zentrum. Mit einem ähnlichen Ziel wird in [HÜTTO2] beispielsweise die Momentenschwankung im Antrieb einer magnetgelagerten Blutpumpe reduziert, wodurch sich bei diesem batteriebetriebenen System eine erhebliche Energieeinsparung ergibt.

Die Vorteile des Verfahrens der Regelung von Harmonischen in Verbindung mit den erwähnten erfolgreichen praktischen Implementationen lassen dieses Verfahren als das Geeignetste zur Verwendung an einer Magnetführung erscheinen [REICO2]. Allerdings finden sich in der bekannten Literatur bisher nur wenige Ansätze, welche auch unbekannte Störfrequenzen zulassen. Die oben zitierten Anwendungen im Magnetlagerbereich, insbesondere der R-GS Algorithmus, setzen die Bekanntheit der Störfrequenz voraus. [NONA98] verwendet bereits eine Identifikation im Zeitbereich, um eine unbekannte Störfrequenz zu identifizieren. Auch in [LEEO2b] wird eine Zeitbereichsidentifikation zur Bestimmung der Drehzahl eines Magnetlagers unter Verzicht auf einen Rotationssensor benutzt. Allerdings weisen diese Zeitbereichsverfahren eine mangelnde Robustheit im praktischen Betrieb auf. Zudem sind sie auf monofrequente, harmonische Störungen be-

schränkt. Für die Anwendung in einer Werkzeugmaschine mit polyfrequenten Störungen unbekannter Frequenz, welche gleichzeitig in mehreren Freiheitsgraden auftreten können, muss das Verfahren daher zunächst entsprechend erweitert werden.

6.2.1 Kompensationsansatz

Bei der Regelung von Harmonischen wird die auf den Streckeneingang wirkende Störgröße $d(t)$ (vgl. Bild 6.8) als endliche Summe von N harmonischen Spektralanteilen aufgefasst,

$$d(t) = \sum_{k=1}^N d_k(t) = \sum_{k=1}^N \hat{d}_k \cos(\omega_k t + \varphi_{d_k}). \quad (6.1)$$

Hierbei ist k die Nummer der Harmonischen sowie ω_k die Kreisfrequenz, \hat{d}_k die Amplitude und φ_k der Phasenwinkel des jeweiligen Spektralanteils. Für den Spezialfall eines rein periodischen Störsignals ergibt sich für die einzelnen Kreisfrequenzen $\omega_k = k\omega_0$ mit ω_0 als der Kreisfrequenz der Grundschwingung. Setzt man ein lineares Übertragungsverhalten $G(j\omega)$ der geregelten Strecke voraus, wie es beispielsweise an einer Magnetführung mit hinreichender Genauigkeit der Fall ist, so lassen sich die einzelnen Spektralanteile separat betrachten, wie im Folgenden gezeigt wird.

Am Streckeneingang wirke eine harmonische, reelle Störung

$$d_k(t) = \frac{\hat{d}_k}{2} \left[e^{j\omega_k t + \varphi_{d_k}} + e^{-j\omega_k t - \varphi_{d_k}} \right] = \frac{1}{2} \left[D_k e^{j\omega_k t} + D_k^* e^{-j\omega_k t} \right] \quad (6.2)$$

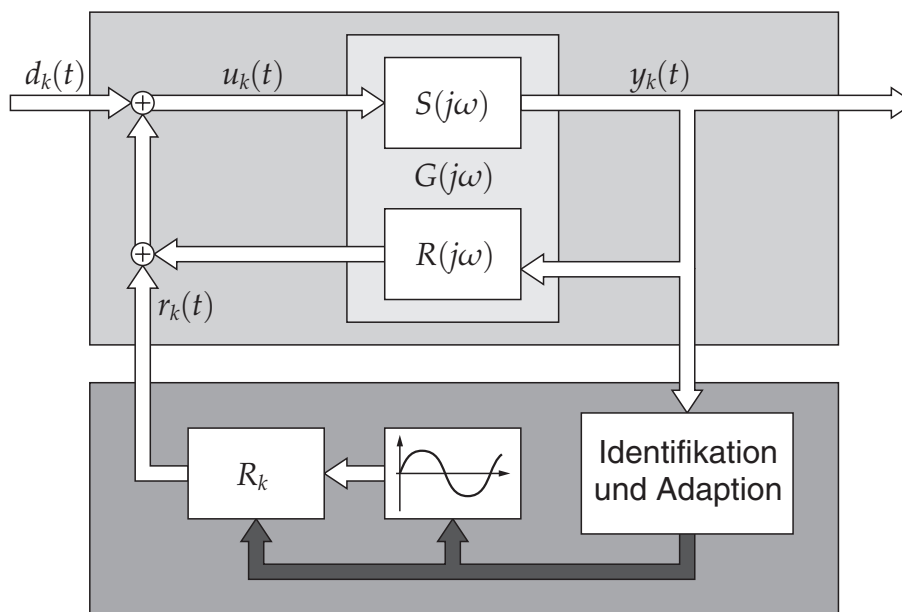


Bild 6.8: Blockschaltbild der Regelung von Harmonischen

mit der komplexen Amplitude $D_k = \hat{d}_k e^{j\varphi_k}$. Weiterhin wirke am Streckeneingang die (einzustellende) Kompensationsgröße

$$r_k(t) = \frac{\hat{r}_k}{2} \left[e^{j\omega_k + \varphi_{rk}} + e^{-(j\omega_k + \varphi_{rk})} \right] = \frac{1}{2} \left[R_k e^{j\omega_k} + R_k^* e^{-j\omega_k} \right] \quad (6.3)$$

wobei die Kreisfrequenz ω_k der Störung zunächst als exakt bekannt vorausgesetzt wird. Am Streckenausgang stellt sich daraufhin mit $G(-j\omega) = G^*(j\omega)$ das Signal

$$y_k(t) = \frac{1}{2} \underbrace{G(j\omega_k) [D_k + R_k]}_{Y_k} e^{j\omega_k} + \frac{1}{2} \underbrace{G^*(j\omega_k) [D_k^* + R_k^*]}_{Y_k^*} e^{-j\omega_k} \quad (6.4)$$

ein. Zur vollständigen Kompensation der Störung muss nun offensichtlich die Bedingung

$$R_k = -D_k \quad (6.5)$$

erfüllt sein, da dann $y_k(t)$ verschwindet. Für eine praktische Implementierung mit wechselnden Randbedingungen ist diese Bedingung zyklisch durch einen iterativen Adaptionsmechanismus anzupassen.

6.2.2 Amplitudenadaption

Für die iterative Adaption der Koeffizienten kann vom Streckenausgang auf den nächsten nötigen Korrekturkoeffizienten geschlossen werden. Aus Gl. (6.5) lässt sich die Iterationsgleichung

$$R_k[n+1] = (1 - \mu)R_k[n] - \mu D_k \quad (6.6)$$

mit dem Konvergenzkoeffizienten μ ableiten. Über das inverse Streckenmodell $G^{-1}(j\omega_k)$ folgt somit die Korrekturgleichung

$$R_k[n+1] = R_k[n] - \mu G^{-1}(j\omega_k) Y_k[n], \quad (6.7)$$

welche die zeitdiskrete Formulierung eines PT₁-Systems mit einem Pol bei

$$z = 1 - \mu \quad (6.8)$$

darstellt. Zur Gewährleistung der Stabilität muss dieser Pol innerhalb des Einheitskreises liegen und somit $\mu \in]0, 2[$ erfüllt sein. Der Fall $\mu = 1$ stellt einen Dead-Beat-Entwurf dar, d. h. eine Abweichung am Ausgang wird innerhalb eines einzigen Iterationsschrittes vollständig ausgeglichen. Werte von $\mu < 1$ entsprechen einer asymptotischen Abklingdynamik, für $\mu > 1$ ergibt sich ein Überschwingen der Kompensation.

In der Praxis ist das Streckenmodell $G(j\omega_k)$ üblicherweise nicht exakt bekannt und es muss durch eine Näherung $\tilde{G}(j\omega_k)$ approximiert werden. Aus Gl. (6.6) folgt somit als reale Konvergenzgleichung

$$R_k[n+1] = \left[1 - \mu \frac{G(j\omega_k)}{\tilde{G}(j\omega_k)} \right] R_k[n] - \mu \frac{G(j\omega_k)}{\tilde{G}(j\omega_k)} D_k[n] \quad (6.9)$$

und es ergibt sich ein realer Konvergenzkoeffizient

$$\tilde{\mu} = \mu \frac{G(j\omega_k)}{\tilde{G}(j\omega_k)}. \quad (6.10)$$

Er kann komplexe Werte annehmen und muss weiterhin die Stabilitätsbedingung

$$|1 - \tilde{\mu}| < 1 \quad (6.11)$$

erfüllen.

Setzt man für den Modellierungsfehler der Übertragungsfunktion

$$\frac{\tilde{G}(j\omega_k)}{G(j\omega_k)} = \Delta G e^{j\Delta\varphi} \quad (6.12)$$

an, so muss die Ungleichung

$$\left| 1 - \frac{\mu}{\Delta G e^{j\Delta\varphi}} \right| < 1 \quad (6.13)$$

erfüllt sein. Durch Aufteilung in Real- und Imaginärteil folgt daraus

$$\left[1 - \frac{\mu}{\Delta G} \cos(-\Delta\varphi) \right]^2 + \left[\frac{\mu}{\Delta G} \sin(-\Delta\varphi) \right]^2 < 1 \quad (6.14)$$

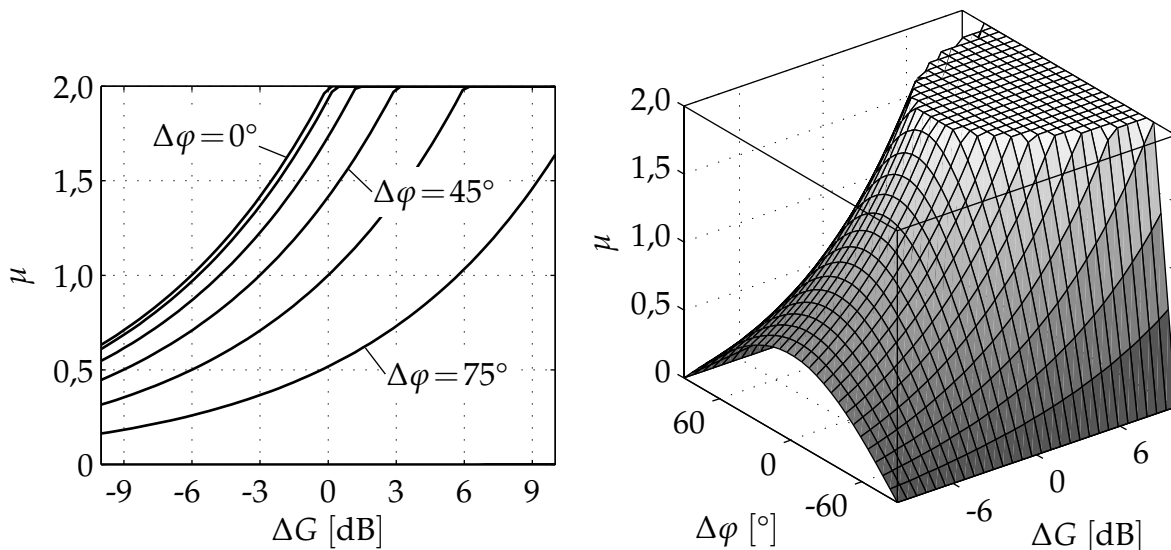


Bild 6.9: Stabilitätsgrenze der Amplitudenadaptation in Abhängigkeit vom Konvergenzkoeffizienten μ sowie dem Amplitudenfehler ΔG und Phasenfehler $\Delta\varphi$ der approximierten Übertragungsfunktion $\tilde{G}(j\omega)$

und weiter

$$0 < \mu < 2\Delta G \cos(\Delta\varphi). \quad (6.15)$$

Diese Bedingung ist prinzipiell nur für $\cos(\Delta\varphi) > 0$ erfüllbar, woraus unmittelbar eine Einschränkung für den zulässigen Phasenfehler auf

$$|\Delta\varphi| < \frac{\pi}{2} \quad (6.16)$$

folgt. Bild 6.9 zeigt die Konvergenzgrenze in Abhängigkeit von μ und dem Phasen- und Amplitudenfehler. Für den Bereich unterhalb der Hüllfläche konvergiert die Iteration, darüber nicht.

Für den optimalen Fall einer Dead-Beat-Auslegung mit $\mu = 1$ stehen der zulässige Phasen- und Amplitudenfehler gemäß

$$\cos(\Delta\varphi) > \frac{1}{2\Delta G} \quad (6.17)$$

im Zusammenhang. Es ergibt sich somit eine Phasenreserve von $\Delta\varphi = 60^\circ$ und eine Amplitudenreserve von $\Delta G = -6$ dB gegen eine zu klein modellierte Streckenverstärkung.

Es muss hierbei weiterhin vorausgesetzt werden, dass die Übertragungsfunktion bei der betrachteten Kreisfrequenz ω_k weder einen Pol noch eine Nullstelle besitzt. Dies ist in der Praxis bei hinreichend genau bekanntem Übertragungsverhalten $G(j\omega)$ jedoch kein Problem. Ein Pol bei $j\omega_k$ entspräche einem ungedämpft schwingungsfähigen System und kann folglich nicht auftreten. Für eine Nullstelle bei $j\omega_k$ hat die Störung $d_k(t)$ keine Auswirkungen auf den Streckenausgang. In einer Implementierung des Verfahrens muss somit lediglich berücksichtigt werden, dass an diesen Stellen der Übertragungsfunktion eine gemessene Störung nicht auf den Eingang zurückgeführt und entsprechend auch nicht kompensiert werden kann.

Ein wesentlicher Aspekt bei der Umsetzung der Regelung von Harmonischen stellt die Bestimmung der komplexen Amplitude Y_k eines gesuchten Spektralanteils k im Ausgangssignal dar. Bei Anliegen eines komplexen Frequenzgemischs ist es erforderlich, für jede einzelne Harmonische die zugehörige Amplitude zu ermitteln. Gemäß der komplexen Fouriertransformation

$$F(j\omega) = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\frac{\omega}{2\pi}} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (6.18)$$

ergibt sich die komplexe Amplitude des Spektralanteils mit der Kreisfrequenz ω_k im Ausgangssignal durch Faltung mit einer komplexen Referenzschwingung unmittelbar zu

$$Y_k = \frac{\omega_k}{2\pi} \int_t^{t+n\frac{\omega_k}{2\pi}} y(t) e^{-j\omega_k t} dt. \quad (6.19)$$

Die Lösung ist exakt, solange über eine ganzzahlige Anzahl $n \in \mathbb{N}$ von Perioden integriert wird.

In einer anderen Betrachtungsweise kann Y_k durch eine Demodulation gewonnen werden. Hierzu wird

$$y(t) = \sum_{i=1}^N \hat{y}_i \cos \omega_i t = \sum_{i=1}^N \frac{1}{2} \left[Y_i e^{j\omega_i t} + Y_i^* e^{-j\omega_i t} \right] \quad (6.20)$$

mit einem Signal $e^{-j\omega_k t}$ im Zeitbereich multipliziert. Es entsteht das modulierte Signal

$$\lambda(t) = y(t) e^{-j\omega_k t} = \sum_{i=1}^N \frac{1}{2} \left[Y_i e^{j(\omega_k - \omega_i) t} + Y_i^* e^{-j(\omega_i + \omega_k) t} \right], \quad (6.21)$$

aus welchem mittels eines Tiefpassfilters für $\omega_k = \omega_i$ der zugehörige Koeffizient

$$Y_k = \bar{\lambda}(t) \quad (6.22)$$

ermittelt werden kann. Zur Vermeidung von Phasenfehlern bei der Bestimmung von Y_k aufgrund der Tiefpassfilterung bietet sich hier ein FIR-Filter an. Bei Verwendung eines FIR-Filters mit einem Rechteckfenster der Länge $n \frac{\omega_k}{2\pi}$ entspricht dies exakt der Lösung von Gl. (6.19).

Die Tiefpassfilterung ist in beiden Fällen nicht ideal, sondern wird durch die Länge des FIR-Filters vorgegeben. Bild 6.10 zeigt im Vergleich die Filtercharakteristiken eines FIR-Filters mit einem einfachen Rechteckfenster nach Gl. (6.19) und eines Filters mit optimiertem KAISER-Fenster [OPPE89]. Die Fensterfunktionen selbst sind in Bild 6.10d gezeigt. Die Länge des Fensters gibt dabei die Breite des Hauptdurchlassbereichs an und entspricht im Beispiel derjenigen der späteren Implementation an der Magnetführung.

Bild 6.10a und Bild 6.10b zeigen das ermittelte Amplitudenverhältnis Y_k/Y_i in Abhängigkeit von der angenommenen Störfrequenz f_k über der tatsächlichen Störfrequenz f_i . Deutlich ist die wesentlich verbesserte Unterdrückung der Nebenmaxima bei Verwendung eines KAISER-Fensters sichtbar (Bild 6.10b). Bild 6.10c und Bild 6.10e stellen jeweils einen beispielhaften Ausschnitt für $f_k = 50$ Hz dar. Das vermehrte Auftreten der Nebenmaxima bei der Verwendung eines Rechteckfensters zeigt in der späteren praktischen Umsetzung gravierende Nachteile, da bei stark fehlerhaft identifizierten Anfangsfrequenzen die Amplitudenadaption teilweise nicht auf die tatsächliche Störung in der Filtermitte, sondern auf ein Nebenmaximum konvergiert. Hier ist bei der praktischen Umsetzung weiterhin zu beachten, dass die Adaption der Amplituden im Zeitraster T_{Osz} ebenfalls das Ausgangssignal moduliert und weitere Frequenzanteile

$$\omega_m = \omega_k \pm \frac{2\pi}{T_{Osz}} \quad (6.23)$$

generiert. Es muss durch eine entsprechende Filterauslegung dafür Sorge getragen werden, dass sich die Adaption nicht auf solch eine durch die Amplitudenadaption verursachte Frequenz einschwingt. Insgesamt zeigt das KAISER-Fenster eine wesentlich ver-

besserte Konvergenz ohne die Gefahr des Einschwingens auf Nebenmaxima, so dass diese Art der Filterung die Methode der Wahl darstellt.

6.2.3 Frequenzadaption

In den bisherigen Betrachtungen wurde davon ausgegangen, dass die Frequenz der Störung exakt bekannt ist. Während die aktive Lärm- und Schwingungsdämpfung in der Praxis bisher hauptsächlich in diesen Fällen angewendet wird, ist es besonders interessant, als Erweiterung ein Verfahren zur Verfügung zu haben, welches auf diese Information *nicht* angewiesen ist. Damit lässt sich einerseits ein Sensor einsparen, welcher sonst zur Bestimmung der Störfrequenz erforderlich ist. Andererseits kann das Verfahren so auch in Anwendungen eingesetzt werden, wo die Messung der Störfrequenz prinzipiell nicht explizit möglich ist.

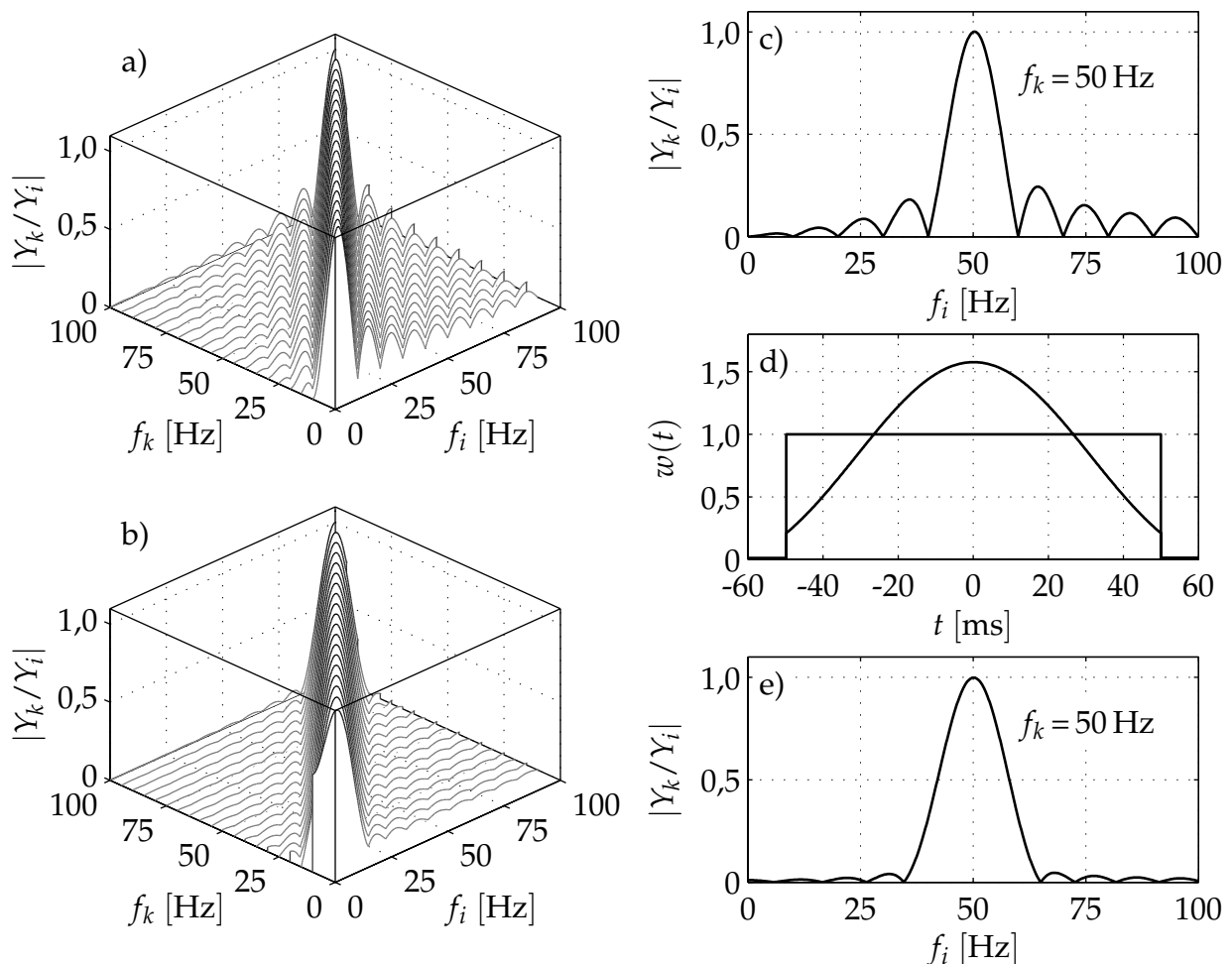


Bild 6.10: Vergleich der Filtercharakteristik der FIR-Tiefpassfilterung bei Anwendung verschiedener Fensterfunktionen $w(t)$: a), c) Rechteckfenster; b), e) KAISER-Fenster; d) Vergleich der Fensterfunktionen im Zeitbereich

Nimmt man zunächst an, dass die Kreisfrequenz der Störung bis auf einen kleinen Fehler $\Delta\omega_k$ näherungsweise bekannt sei, d. h.

$$\tilde{\omega}_k = \omega_k + \Delta\omega_k, \quad (6.24)$$

so liefert Gl. (6.22) bzw. Gl. (6.19) aufgrund der Tiefpasscharakteristik der Demodulation dennoch ein Ausgangssignal. Die Amplitude jedoch entspricht nicht der wahren Amplitude sondern ist durch die Filtercharakteristik verfälscht.

Bei Vorhandensein einer Kreisfrequenzverstimmung $\Delta\omega_k$ ergibt sich für sukzessive Adaptionsschritte eine oszillierende komplexe Amplitude

$$\tilde{Y}_k(t) = Y_k e^{j\Delta\omega_k t} \quad (6.25)$$

und damit eine wandernde Phase. Für zwei aufeinanderfolgende Identifikationen von \tilde{Y}_k im Zeitabstand T_{Osz} weisen die Amplituden demzufolge eine Phasendifferenz

$$\Delta\varphi_k = \Delta\omega_k T_{\text{Osz}} \quad (6.26)$$

auf. Somit kann eine Frequenzverstimmung im Durchlassbereich des Filters unmittelbar im Zuge der Bestimmung der komplexen Amplitude des Ausgangssignals erkannt werden. Durch eine iterative Formulierung ist damit eine Korrektur der Kreisfrequenz in Analogie zu Gl. (6.7) gemäß

$$\tilde{\omega}_i[n+1] = \tilde{\omega}_i[n] + \mu_\omega \frac{\Delta\varphi_k}{T_{\text{Osz}}} \quad (6.27)$$

möglich. Auch diese Formulierung stellt ein diskretes PT_1 -System dar und auch hier muss für den Korrektorkoeffizienten $\mu_\omega \in]0, 2[$ gelten, wobei wiederum $\mu_\omega = 1$ einem Dead-Beat-Entwurf entspricht, vgl. Gl. (6.8).

6.2.4 Frequenzidentifikation

Wie in den vorhergehenden Abschnitten gezeigt wurde, ist es möglich, eine Störung mit näherungsweise bekannter Frequenz zu identifizieren und durch iterative Adaption die Parameter Amplitude, Phasenlage und Frequenz exakt zu bestimmen. Zum Start der Iteration ist es nun erforderlich, eine Schätzung der Frequenz zu erhalten, welche innerhalb der Konvergenzbreite der Frequenzadaption liegt. Ein leistungsfähiges Verfahren zur Signalanalyse im Frequenzbereich stellt hierbei die schnelle Fouriertransformation (FFT) als spezielle Implementierung der diskreten Fouriertransformation (DFT) dar. Diese nutzt die mit T abgetastet vorliegende Zeitfolge

$$y[k] = y(kT), \quad (6.28)$$

welche sich – in zeitdiskreter Darstellung exakt – aus N harmonischen Schwingungen mit den diskreten Kreisfrequenzen

$$\omega_n = \frac{2\pi n}{NT} = \frac{n\Delta\omega}{N} \quad \{n \in \mathbb{N} \mid 0 \leq n < N\} \quad (6.29)$$

zu

$$y(kT) = y[k] = \sum_{n=0}^{N-1} Y[n] e^{jkn\Delta\omega} \quad (6.30)$$

zusammensetzt. Gemäß der Berechnungsvorschrift der DFT lassen sich hieraus die Fourierkoeffizienten nach

$$Y(n\Delta\omega) = Y[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y[k] e^{-jkn\Delta\omega} \quad (6.31)$$

bestimmen.² Das Frequenzband mit dem größten Signalanteil kann durch eine Maximumsuche über die Beträge

$$\bar{Y}[n] = \left| \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y[k] e^{-jkn\Delta\omega} \right| \quad (6.32)$$

der Koeffizienten bestimmt werden. In der Praxis kann die Störfrequenz beliebige Werte auch zwischen den Frequenzstützstellen der DFT annehmen, wobei Gl. (6.31) in diesem Fall lediglich eine Näherungslösung liefert.

Die Frequenzauflösung $\Delta\omega$ der Identifikation ist ausschließlich von der Länge $T_{\text{DFT}} = NT$ des Signals im Zeitbereich abhängig. Eine höhere Abtastrate bedingt lediglich eine größere Datenmenge und einen größeren Rechenaufwand bei gleicher Frequenzauflösung. Zur Verbesserung der Schätzung der Störfrequenz bietet sich neben einer DFT mit größerer Länge und somit auch größerer Identifikations- und Rechenzeit eine Maximumsuche mit interpolierten Frequenzen an. Ist aus einer ersten DFT die Störfrequenz näherungsweise zu $\tilde{\omega}_k = n\Delta\omega$ bekannt, so lassen sich um diese Kreisfrequenz herum weitere Fourierkoeffizienten gemäß

$$Y\left(\tilde{\omega}_k + l\frac{\Delta\omega}{M}\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y[k] e^{-j(\tilde{\omega}_k + l\frac{\Delta\omega}{M})} \quad \text{mit} \quad \left\{ l \in \mathbb{N} \mid -\frac{M}{2} \leq l < \frac{M}{2} \right\} \quad (6.33)$$

bestimmen. Hierbei stellt M die Anzahl der in einem DFT-Stützstellenintervall $\Delta\omega$ zu interpolierenden Frequenzen dar. Aufgrund von Aliasing ist die Lösung von Gl. (6.33) zwar nicht exakt, bei geeigneter Wahl von N und M lässt sich der Fehler jedoch klein genug halten, um dennoch die Konvergenz der nachfolgenden Adaption zu gewährleisten. Die gesuchte Störfrequenz ergibt sich dann als diejenige Kreisfrequenz

$$\omega_k = \tilde{\omega}_k + l\frac{\Delta\omega}{M}, \quad (6.34)$$

für welche die Bedingung

$$\left| Y\left(\tilde{\omega}_k + l\frac{\Delta\omega}{M}\right) \right| \stackrel{!}{=} \max \quad (6.35)$$

²An dieser Stelle wird der Vorfaktor $1/N$ in der FFT und nicht in der inversen DFT angewendet. Somit geben die Koeffizienten $Y[n]$ unmittelbar die physikalischen Wegamplituden im jeweiligen Frequenzband wieder.

gilt. Mittels eines Gradientensuchverfahrens ausgehend von $\tilde{\omega}_k$ lässt sich dabei die Anzahl der zu berechnenden Koeffizienten minimieren.

6.2.5 Erweiterung auf mehrere Freiheitsgrade

Im Gegensatz zu dem bisher betrachteten Fall der Schwingungskompensation für einen einzigen Freiheitsgrad benötigt die praktische Anwendung der Regelung von Harmonischen an einer Magnetführung eine Erweiterung auf mehrere – für eine vollständige Schwingungskompensation fünf – Freiheitsgrade.

Eine räumliche, harmonische Störkraft $\mathbf{Q}_{\text{stör},k}(t)$ setzt sich aus einem Kraftvektor

$$\mathbf{Q}_{\text{stör},k}(t) = \begin{bmatrix} Y_k & Z_k & \Phi_k & \Psi_k & \Theta_k \end{bmatrix}^T e^{j\omega_k t} \quad (6.36)$$

zusammen, welcher neben der allen Freiheitsgraden gemeinsamen Störkreisfrequenz ω_k für jeden Freiheitsgrad eine komplexe Amplitude beinhaltet. Zur Identifikation der Störung ist es somit erforderlich, neben der Kreisfrequenz ω_k die komplexen Amplituden in allen Freiheitsgraden zu ermitteln. Die Amplitudenadaptation für die einzelnen Freiheitsgrade bei zunächst bekannt angenommener Frequenz erfolgt analog zu derjenigen eines einzelnen Freiheitsgrads gemäß Gl. (6.7).

Hierbei muss jedoch bei Anwendung des inversen Frequenzgangs $G^{-1}(j\omega)$ der Mehrgrößenfall berücksichtigt werden. Bei nicht verschwindenden Kopplungen zwischen den einzelnen Freiheitsgraden sind diese bei der Berechnung der Folgekoeffizienten zu berücksichtigen. Aus diesem Grund wird die aktive Schwingungskompensation bei der Magnetführung wie die primäre Lageregelung normalisiert ausgeführt, da dann die Kopplungen verschwinden und die fünf Freiheitsgrade getrennt behandelt werden können.

Ausgangspunkt für den Mehrfreiheitsgrad-Ansatz der Frequenzidentifikation ist das mögliche Störszenario, welches zu kompensieren ist. Eine externe Störung, gleich ob durch eine Kraft- oder eine Unwucherregung hervorgerufen, ist im Wesentlichen translatorischer Natur. Ein Beispiel ist die fluktuierende Zerspankraft im Fräsprozess. Es resultiert somit primär eine Auslenkung in den beiden translatorischen Freiheitsgraden y und z . Die Auslenkungen in den rotatorischen Freiheitsgraden sind eher parasitärer Natur, da sie lediglich aus den Hebelarmen des Kraftangriffspunkts resultieren und unter gewissen Randbedingungen verschwinden können.

Folglich lässt sich eine externe Störkraft als beliebiger Vektor in der (y, z) -Ebene auffassen und es ist nicht direkt möglich, die Frequenzidentifikation und -adaptation einem einzelnen Freiheitsgrad zuzuordnen. Die Frequenzadaptation nach Gl. (6.27) arbeitet deshalb mit dem geometrischen Mittelwert

$$w[k] = \sqrt{y^2[k] + z^2[k]} \quad (6.37)$$

der beiden translatorischen Freiheitsgrade, wodurch beide Freiheitsgrade abgedeckt werden.

Aus dem selben Grund reicht es für die Frequenzidentifikation bei Auftreten einer neuen harmonischen Störung ebenfalls aus, sich auf die beiden translatorischen Freiheitsgrade zu beschränken. Anstatt jedoch für beide Freiheitsgrade jeweils eine getrennte FFT zu berechnen, lässt sich eine rechentechnische Vereinfachung erzielen, indem die komplexe Natur der diskreten Fouriertransformation ausgenutzt wird. Die Ebene der beiden translatorischen Freiheitsgrade wird dabei auf die komplexe Ebene abgebildet und aus den beiden Signalfolgen $y[k]$ und $z[k]$ ein komplexes Signal

$$\lambda[k] = y[k] + jz[k] \quad (6.38)$$

generiert, welches im Realteil die laterale und im Imaginärteil die vertikale Auslenkung trägt. Durch eine einzige FFT gemäß

$$\bar{\Lambda}(n\Delta\omega) = \left| \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \lambda[k] e^{-jkn\Delta\omega} \right| \quad (6.39)$$

lassen sich so die Spektralanteile mit dem größten Energiegehalt in beiden Freiheitsgraden simultan bestimmen. Die verfeinerte Frequenzidentifikation gemäß Gl. (6.33) verwendet dann das Betragsquadrat

$$\begin{aligned} \bar{\Lambda} \left(\tilde{\omega}_n + l \frac{\Delta\omega}{M} \right) &= \left| \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \lambda[k] e^{-j(\omega_k + l \frac{\Delta\omega}{M})} \right| \\ &= \sqrt{\left| \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y[k] e^{-j(\omega_k + l \frac{\Delta\omega}{M})} \right|^2 + \left| \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N z[k] e^{-j(\omega_k + l \frac{\Delta\omega}{M})} \right|^2} \end{aligned} \quad (6.40)$$

zur Bestimmung der Anfangsfrequenz für die Adaption.

6.3 Praktische Realisierung

Die praktische Umsetzung der Regelung von Harmonischen mit automatischer Frequenzidentifikation und -nachführung erfordert eine mehrschichtige, parallele Berechnung mehrerer Funktionalitäten mit unterschiedlichen Abtastzeiten und Prioritäten. Die Umsetzung orientiert sich dabei anhand der physikalischen Bedeutung und teilt sich in die nachfolgend beschriebenen Funktionsblöcke auf. Eine grafische Übersicht über die einzelnen Funktionen gibt Bild 6.11. Dort sind u. a. auch die unterschiedlichen Abtastzeiten für die einzelnen Funktionen dargestellt.

6.3.1 Selbstnachführender Kompensationsoszillator

Das Kompensationssignal $r(t)$ wird aus M einzelnen, harmonischen Spektralanteilen gemäß

$$r(t) = \sum_{k=1}^M r_k(t) = \sum_{k=1}^M \operatorname{Re}\{R_k e^{j\omega_k t}\} \quad (6.41)$$

synthetisiert. Jeder Spektralanteil entspricht dabei einem harmonischen Oszillator mit den Parametern R_k und ω_k , welche iterativ der realen Störung $d_k(t)$ nachzuführen sind. Diese Aufgabe wird zu einem Funktionsblock, dem *selbstnachführenden Kompensationsoszillator* zusammengefasst, welcher bei entsprechender Startparametrierung mit einer vorab identifizierten Störfrequenz die exakte Frequenz und komplexe Amplitude selbst-

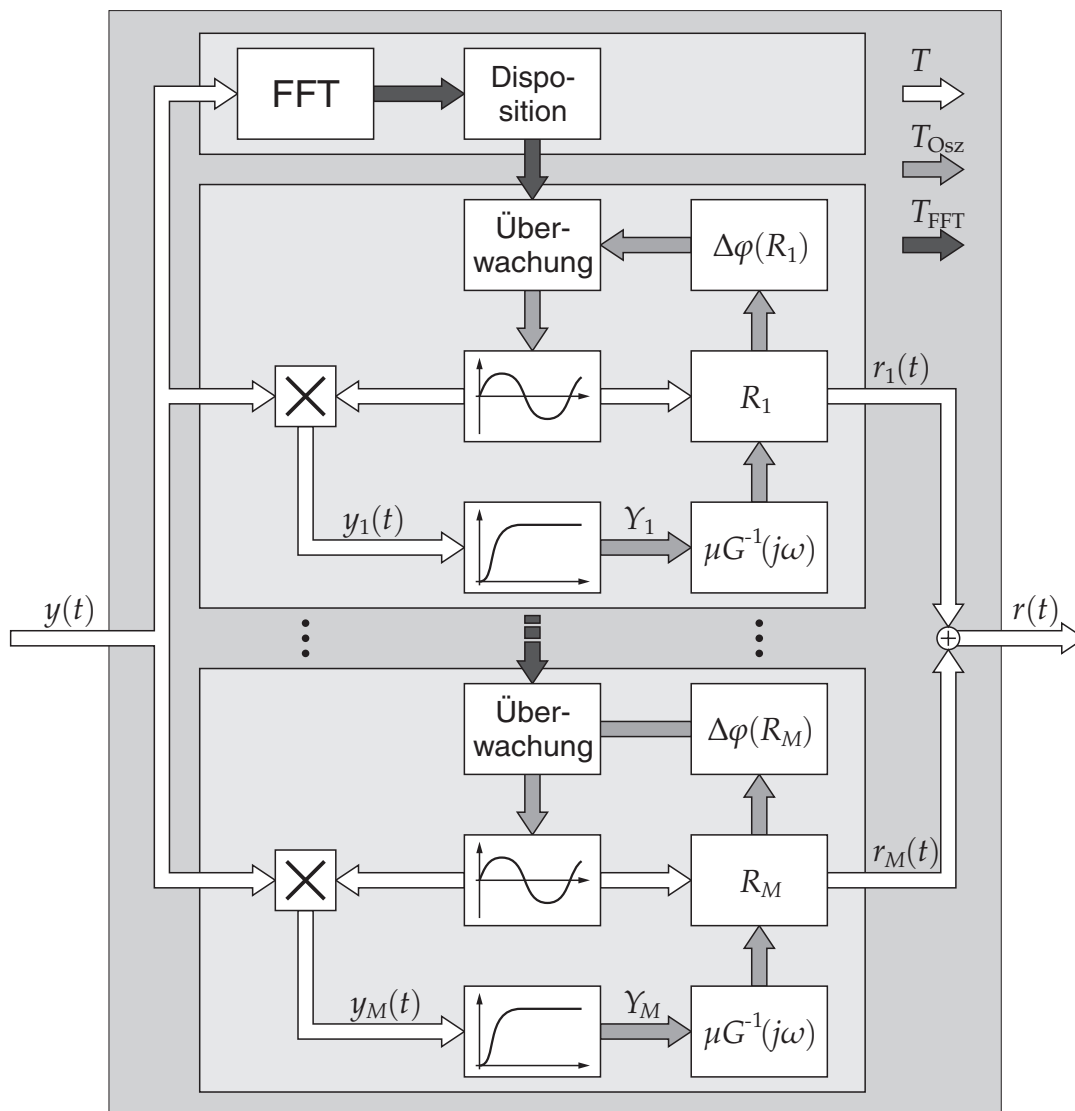


Bild 6.11: Übersichts-Blockschaltbild des entwickelten Algorithmus der Regelung von Harmonischen mit automatischer Störfrequenznachführung

tätig sucht und damit die entsprechende Störung eliminiert. Aufgrund der autonomen Arbeitsweise eines Oszillators ist es leicht möglich, mehrere Oszillatoren parallel zu implementieren, wobei sich jeder Oszillator um eine einzelne Störfrequenz „kümmert“. Die Begrenzung der Anzahl der Oszillatoren ergibt sich lediglich aus der verfügbaren Rechenleistung der Regelplattform.

Ein besonderes Augenmerk ist dabei auf die Selbstüberwachung der Oszillatoren zu legen, um ein robustes Verhalten der Schwingungskompensation zu erzielen. So muss Sorge getragen werden, dass nicht zwei Oszillatoren „aufeinanderlaufen“ und sich gegenseitig beeinflussen. Dies wird dadurch erreicht, dass eine Toleranzschwelle des Frequenzabstands definiert wird und jeder Oszillator bei der Frequenzadaption überprüft, ob seine aktuelle Frequenz derjenigen eines anderen Oszillators zu nahe kommt. Ist dies der Fall, so kann sich ein Oszillator selbsttätig deaktivieren, da davon auszugehen ist, dass es sich um die selbe Störung handelt. Es existiert somit ein minimal erforderlicher Frequenzabstand zweier benachbarter Störfrequenzen. Gleiches passiert, wenn die Ausgangsamplitude eines Oszillators eine Toleranzschwelle unterschreitet. Zur Erzielung eines robusten Verhaltens – insbesondere bei der Frequenzadaption – deaktiviert sich ein Oszillator, sobald sein Ausgangssignal einen einstellbaren Schwellwert unterschreitet. Dieser Schwellwert wird dabei durch die äquivalente translatorische Wegamplitude vorgegeben, welche sich ohne Oszillator einstellen würde und gemäß

$$\hat{\lambda} = G(j\omega) \sqrt{|R_{k,y}|^2 + |R_{k,z}|^2} \quad (6.42)$$

aus dem Ausgangssignal des Oszillators ergibt. Es ist ebenfalls möglich, kritische Stellen im Frequenzbereich auszublenden. Sehr häufig ist in praktischen Systemen anzutreffen, dass diese sich in einem weiten Frequenzbereich gutmütig verhalten, sich jedoch aufgrund von Resonanzen oder Nichtlinearitäten in anderen Frequenzbereichen schlecht beeinflussen lassen. Hier kann die Selbstüberwachung eingreifen und beim Überschreiten gewisser Grenzbereiche den Oszillator deaktivieren.

Somit lässt sich in vielen Fällen eine Verbesserung des Regelverhaltens erzielen, ohne die Robustheit des eigentlichen Kompensationsalgorithmus in allen Frequenzbereichen garantieren zu müssen. An dieser Stelle kann folglich *Prozesswissen* und *Intelligenz* integriert werden, um die Robustheit und Leistungsfähigkeit der Schwingungskompensation zu verbessern. Hier liegt ein entscheidender Vorteil gegenüber den bisher üblichen, deterministischen Verfahren der aktiven Schwingungskompensation, bei welchen die Robustheit in geschlossener Form für den gesamten Frequenzbereich gewährleistet werden muss.

6.3.2 Störidentifikation und Oszillatordisposition

Während die Deaktivierung eines Oszillators nur durch diesen selbst erfolgen kann, so erfolgt die Aktivierung und Disposition ausschließlich durch die übergeordnete Stör-

identifikation. Im Gegensatz zu den mehrfach implementierbaren Oszillatoren ist dieser Funktionsblock lediglich einfach vorhanden. Innerhalb dieses Blocks erfolgt die Überwachung des Streckenausgangs auf harmonische Störungen mittels einer zyklischen FFT-Berechnung. Sobald eine Störfrequenz identifiziert wurde, deren Signal eine Schwellenamplitude überschreitet, erfolgt zunächst die Verbesserung der Schätzung gemäß Gl. (6.35) nebst der Bestimmung der Amplitude der translatorischen Auslenkung.

Die Oszillatordisposition kann dann auf einen Pool an Oszillatoren zurückgreifen und diese jeweils gezielt der identifizierten Störfrequenz zuordnen. Dabei wird bereits berücksichtigt, ob in diesem Frequenzbereich bereits ein Oszillator aktiv ist, der sich lediglich noch nicht eingeschwungen hat. Steht kein freier Oszillator mehr zur Verfügung, erfolgt eine Überprüfung auf die äquivalente Wegamplitude. Ist die neue Störung dominant gegenüber einer bereits kompensierten Störung, so wird ein Oszillator automatisch einer neuen Störung zugeordnet.

Nach Aktivierung eines Oszillators wird die Störidentifikation für eine kurze Zeit deaktiviert, um dem Oszillator das Einschwingen auf die Störung zu ermöglichen. Auf diese Weise ist gewährleistet, dass jeder Oszillator sicher auf seine Störung konvergiert, ohne durch einen anderen Oszillator beeinflusst zu werden. Auch an dieser Stelle kann Prozesswissen implementiert werden, indem wiederum gezielt Frequenzbereiche ausgeklammert werden. Weiterhin kann eine verbesserte Vorkonditionierung der Startfrequenz eines Oszillators erreicht werden, wenn die identifizierte Störung eine Oberwelle einer bereits kompensierten Grundwelle darstellt.

6.3.3 Taskaufteilung und -priorisierung

Entsprechend der Aufteilung der Funktionsblöcke erfolgt die praktische Implementierung des Verfahrens durch mehrere unabhängige Handlungspfade in einem prioritäts-gesteuerten Multitasking-Betriebssystem. Das Echtzeit-Betriebssystem RTOS-UH in Verbindung mit der Echtzeithochsprache PEARL hat sich als eine ideale Umgebung für die Umsetzung dieser anspruchsvollen Multitasking-Regelungsaufgabe mit exzessiver Tasksynchronisation herausgestellt. Die Einplanung der Aufgaben und die Kommunikation zwischen den einzelnen Funktionsblöcken lässt sich damit sehr einfach in Hochsprache realisieren.

Die oberste Prioritätsebene in der Implementierung stellt der primäre **Lageregler** der Magnetführung dar. In dieser Ebene werden im Zeitraster T neben der eigentlichen Mehrgrößenregelung der Magnetführung die Ausgangssignale der einzelnen Kompensationsoszillatoren berechnet. Weiterhin läuft an dieser Stelle die Tasksynchronisation der Schwingungskompensation zusammen, indem beim Erreichen gesetzter Zeitmarker die niederpriorären Aufgaben aktiviert werden.

Auf der mittleren Prioritätsebene arbeiten die **selbstnachführenden Kompensationsoszillatoren** im Zeitraster T_{Osz} . Die einzelnen Oszillatoren werden dabei von dieser Task

nacheinander in einer Schleife abgearbeitet, sofern sie aktiviert sind. Aus diesem Grund besitzt die Task eine lastabhängige Laufzeit. Bei Ausbleiben jeglicher Störungen läuft sie im Leerlauf. Die Aktualisierung der Oszillatoren beinhaltet die Berechnung einer neuen komplexen Amplitude und die iterative Nachführung der Störfrequenz.

Auf der niedrigsten Prioritätsebene ist die **Störidentifikation** mit der Oszillatordisposition angesiedelt. Die Abtastzeit T_{FFT} dieser Task ist variabel und passt sich der Auslastung der Kompensationsoszillatoren an. Ist gegenwärtig kein Oszillator aktiv, so läuft diese Task mit einer großen Abtastrate, um schnell auf Störungen reagieren zu können. Bei Vollaustattung der Oszillatoren hingegen wird die Abtastrate durch die verlängerte Laufzeit der Task aufgrund der höheren CPU-Auslastung automatisch herabgesetzt. Eine schnelle Reaktion ist in diesem Fall nicht erforderlich, da die Oszillatoren selbsttätig auf Änderungen in der anliegenden Störung reagieren.

6.4 Experimentelle Validierung des Verfahrens

Die aktive Schwingungskompensation wurde mit einer variablen Zahl an Freiheitsgraden bzw. Oszillatoren umgesetzt. Das verwendete MVME2700-Prozessorboard mit einem 366 MHz PowerPC-Prozessor ist in der Lage, neben der Mehrgrößenregelung der Magnetführung insgesamt zehn Oszillatorkoeffizienten in einem Zeitraster von $T_{\text{Osz}} = 100 \text{ ms}$ zu berechnen. Somit lassen sich maximal zehn unabhängige Oszillatoren für je einen Freiheitsgrad, fünf Oszillatoren für die beiden translatorischen Freiheitsgrade bzw. zwei Oszillatoren für alle fünf Freiheitsgrade realisieren.

Die nachfolgenden Messungen an der Prototyp-Führung basieren sämtlich auf einer sehr weichen Reglerkonfiguration mit $s_R = -180 \text{ s}^{-1}$ für alle Freiheitsgrade, um den Effekt der aktiven Schwingungskompensation anschaulich zu verdeutlichen. In der Praxis ist der Einsatz jedoch mit einer härteren Reglereinstellung vorgesehen, vgl. Kapitel 5.4. Die Eingangsunsicherheit wurde zu $V = 1 \text{ m/s}^2$ bzw. 1 rad/s^2 gewählt, während die Rückführung der gemessenen Beschleunigung mit $\alpha = 0,8$ recht hoch eingestellt werden konnte. Die Störungen werden nachfolgend der Übersichtlichkeit und Einheitlichkeit halber beim Vergleich mit dem gemessenen Reglerausgang als Kräfte angegeben, obwohl die Schwingungskompensation Kompensationsbeschleunigungen berechnet. Die Skalierung erfolgt über die Massenmatrix der Mehrgrößenregelung.

6.4.1 Verwendeter Frequenzgang

Der für die Amplitudenadaption erforderliche Frequenzgang der massennormierten Nachgiebigkeit kann einerseits aus einem analytischen Modell gewonnen werden, andererseits ist es möglich, einen gemessenen Frequenzgang zu Grunde zu legen und in diesem die aktuelle komplexe Streckenverstärkung linear zu interpolieren.

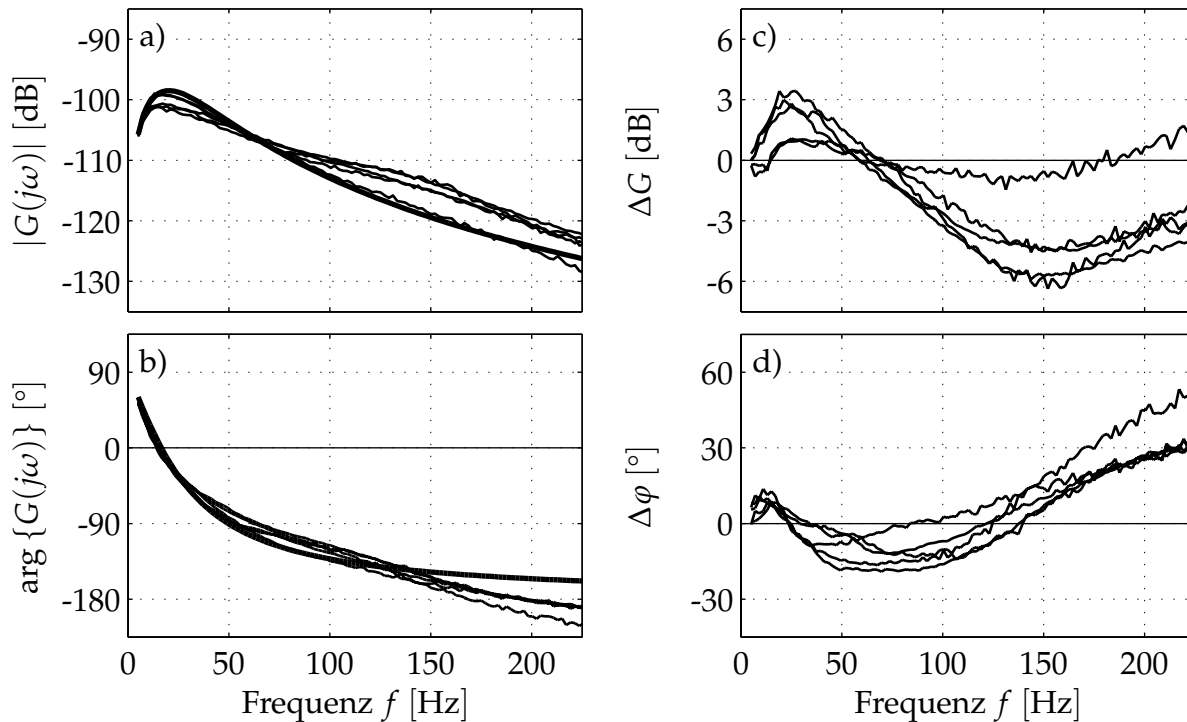


Bild 6.12: Der Schwingungskompensation zu Grunde liegender Frequenzgang: a), b) gemessener Frequenzgang aller fünf Freiheitsgrade der Prototyp-Magnetführung für $s_c = 180 \text{ s}^{-1}$; c), d) Abweichung vom theoretischen Frequenzgang

Bild 6.12a,b zeigt den normierten, gemessenen Frequenzgang aller fünf Freiheitsgrade der Prototyp-Führung bei der gewählten Reglerverstärkung von $s_R = -180 \text{ s}^{-1}$ und $\alpha = 0,8$. In Bild 6.12c,d ist die Abweichung vom analytischen Modell dargestellt. Für die Kompensation ist dabei der Frequenzbereich von 10 Hz bis 200 Hz besonders interessant, da hier die Schnittfrequenzen beim *konventionellen* Fräsen liegen (vgl. Bild 6.1), während für die Hochgeschwindigkeitszerspanung aufgrund der hohen Drehzahlen eine aktive Schwingungskompensation nur von untergeordnetem Interesse ist. Offensichtlich sind die Abweichungen in diesem Frequenzbereich relativ gering. Somit ist kein ausgeprägter Unterschied zwischen der Verwendung gemessener und analytischer Frequenzgangdaten zu erwarten. Die nachfolgenden Untersuchungen beruhen auf den gemessenen Nachgiebigkeitsfrequenzgängen. Für die Kompensation in einem und zwei Freiheitsgraden wurde für die Adaption ein Dead-Beat-Entwurf mit $\mu = \mu_\omega = 1$ gewählt; für die Kompensation in allen Freiheitsgraden war hingegen aus Robustheitsgründen die Reduktion auf $\mu = \mu_\omega = 0,5$ erforderlich, wodurch sich eine langsamere Konvergenz ergibt.

6.4.2 Prinzipielle Funktionsweise und Echtzeiteigenschaften

An der Prototyp-Magnetführung wurde das Verfahren der aktiven Schwingungskompensation in Echtzeit für eine variable Anzahl Freiheitsgrade und Oszillatoren umgesetzt, so dass einerseits der Mehrgrößenfall mit der gleichzeitigen Kompensation aller

Freiheitsgrade, andererseits auch der Fall weniger Freiheitsgrade, jedoch mehrerer unabhängiger Frequenzen untersucht werden kann.

Die prinzipielle Funktionsweise der sukzessiven Kompensation mehrerer Störungen ist in Bild 6.13a dargestellt. Zum Zeitpunkt $t=0\text{ s}$ wurde spontan eine Störung mit einer Frequenz von 20 Hz und einer Amplitude von 45 N aufgeschaltet. Die Störung entspricht in ihrer Qualität ungefähr einer realen Störung (vgl. Bild 6.1). Die Frequenzidentifikation erkennt die Störung nach ca. 0,25 s und ein Oszillator wird aktiviert. Es ist jedoch zunächst ein Frequenzfehler vorhanden, welcher die Amplitude der Auslenkung wieder anwachsen lässt. Im nächsten Korrekturschritt wird die Frequenz daraufhin korrigiert und nach 0,7 s ist die Störung vollständig kompensiert. Mehrere Störungen werden sukzessive nach dem selben Prinzip kompensiert. Bild 6.13b zeigt dies für zwei Störungen (20 Hz und 40 Hz). Zunächst wird die Störung bei 40 Hz wie im obigen Fall kompensiert. Durch die Verzögerung der Aktivierung des zweiten Oszillators ist die Konvergenz der ersten Kompensation sichergestellt.

Bild 6.14 zeigt die Kompensation von vier simultan aufgeschalteten Störungen bei gleichzeitiger Überwachung von zwei Freiheitsgraden. Neben dem Verhalten bei spontanem Verschwinden der externen Störung ist hier insbesondere ein Prozess-Zeit-Diagramm der einzelnen Funktionsblöcke dargestellt, welches die parallele Echtzeitverarbeitung visualisiert. Die Aktualisierung der Oszillatoren O1 bis O4 findet dabei zwar sukzessive auf einer einzigen Prioritätsebene statt, wurde jedoch in Bild 6.14d aus Gründen der Anschaulichkeit auf mehrere Ebenen verteilt dargestellt. Der Zustand *Idle* bezieht sich in diesem Zusammenhang lediglich auf die Schwingungskompensation –

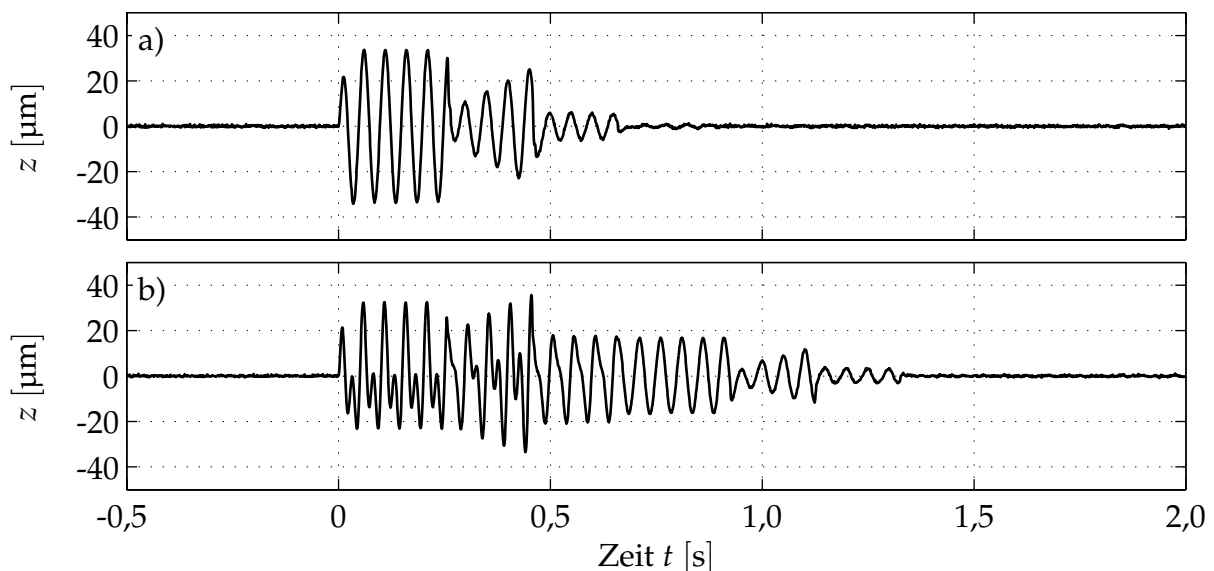


Bild 6.13: Gemessene aktive Schwingungskompensation am vertikalen Freiheitsgrad z der Prototyp-Führung mit Dead-Beat-Adaption: a) Kompensation einer harmonischen Störung; b) sukzessive Kompensation von zwei harmonischen Störungen

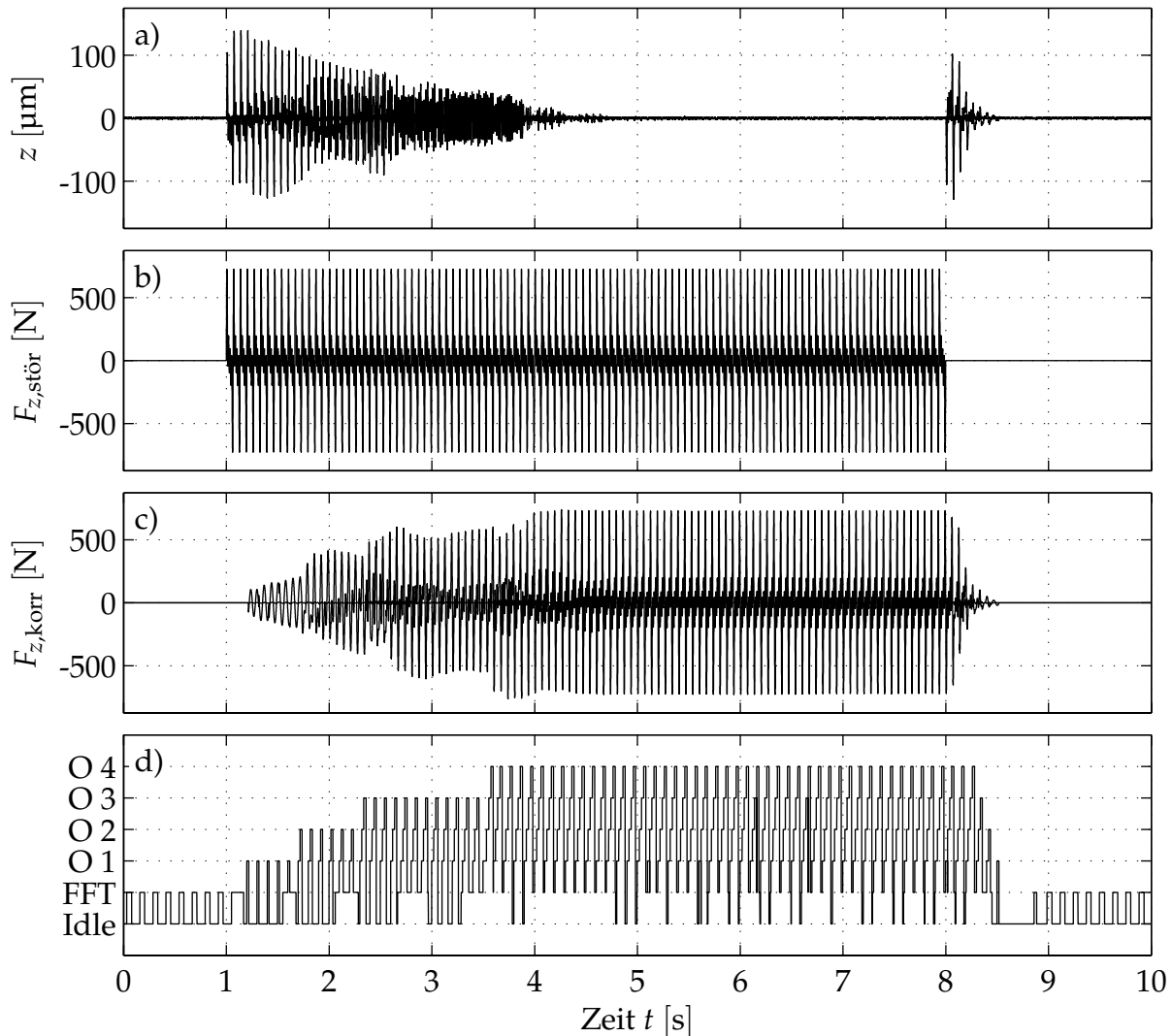


Bild 6.14: Gemessene sukzessive Kompensation von vier harmonischen Störungen am vertikalen Freiheitsgrad der Magnetführung bei gleichzeitiger Überwachung der beiden translatorischen Freiheitsgrade: a) Auslenkung; b) Störkraft; c) Kompensationskraft; d) Prozesszeitdiagramm der Oszillatoren O1 bis O4 und der Frequenzidentifikation (FFT)

der eigentliche Lageregler arbeitet parallel hierzu mit einer höheren Priorität bei einer Abtastzeit von $T = 200 \mu\text{s}$. Die Messwerte und Prozesszustände wurden ebenfalls mit dieser Abtastrate aufgenommen.

Die Stabilität der Schwingungskompensation ist auch für eine größere Anzahl von Harmonischen stabil. Bild 6.15a zeigt die gemessene Kompensation einer Störung mit acht Harmonischen im Zeitbereich, Bild 6.15b das zugehörige Wasserfalldiagramm im Frequenzbereich. In den Bildern ist die sukzessive Auslöschung der einzelnen Spektranteile sichtbar und nach ca. 12s ist die Störung vollständig eliminiert. Als weiterer Test wurde das geregelte Streckenmodell eines einzelnen Freiheitsgrads unter Echtzeitbedingungen, jedoch mit gedehnter Abtastzeit simuliert, so dass eine künstlich erhöhte

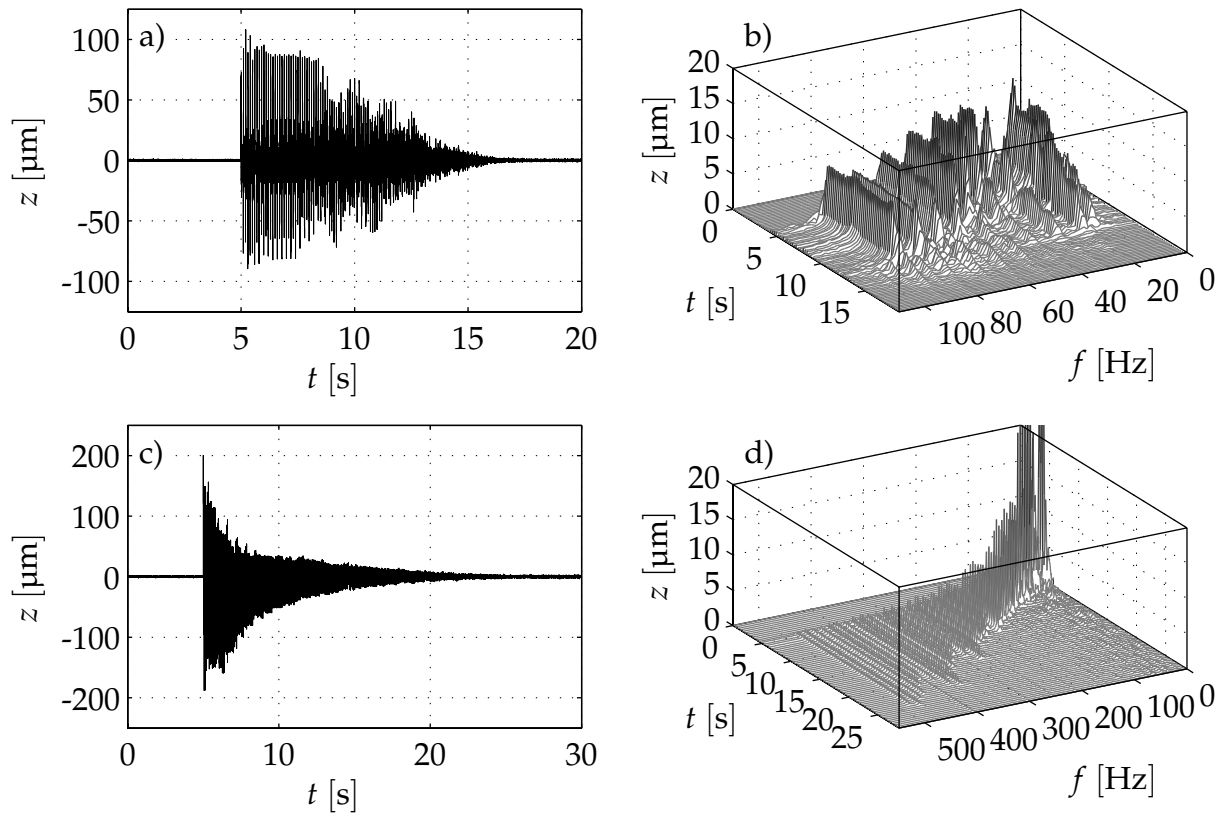


Bild 6.15: Kompensation von Störungen mit vielen Harmonischen im Zeit- und Frequenzbereich: a), b) 8 Harmonische, am vertikalen Freiheitsgrad der Magnetführung gemessen; c), d) 32 Harmonische, ein Freiheitsgrad unter Echtzeitbedingungen (mit Zeitlupe) simuliert (die Darstellungen im Frequenzbereich wurden gedreht, um den interessanten Zeitbereich hervorzuheben)

Rechenkapazität zur Verfügung stand. Es war damit möglich, bis zu 32 unabhängige Oszillatoren zu implementieren. Um das Systemverhalten in der Simulation an das reale System anzunähern, wurde dem Wegsignal am Streckenausgang ein weißes Rauschen überlagert. Bild 6.15c zeigt das Zeitsignal der Kompensation einer Störung mit 32 Harmonischen innerhalb eines Zeitfensters von ca. 20 s. Aus dem zugehörigen Wasserfalldiagramm Bild 6.15d wird deutlich, dass die Schwingungskompensation über einen sehr weiten Frequenzbereich (hier bis zu 500 Hz) sicher arbeitet und auch sehr kleine Störungen zu erkennen vermag.

Allen Messungen ist gemein, dass die Kompensation der externen Störung *vollständig* gelingt. Das entwickelte Verfahren ist somit in der Lage, die aus der periodischen Störung resultierende Wegamplitude bis unter die Amplitude des Sensorrauschens zu eliminieren. Durch die Kombination der Frequenzidentifikation per FFT und der Adaption der komplexen Amplitude und der Frequenz ergibt sich eine nahezu ideale Kompensation von periodischen Störungen. Die Messungen zeigen deutlich, dass diese auch in Echtzeit im realen System umsetzbar ist und die Anzahl der kompensierbaren Harmonischen lediglich durch die verfügbare Rechenleistung begrenzt wird. Somit kann durch den

Einsatz intelligenter Regelverfahren neben der bereits bekannten unendlichen *statischen* Steifigkeit einer Magnetführung auch eine unendliche *stationäre* Steifigkeit gegenüber eingeschwungenen, periodischen Störungen erreicht werden. Hierbei ist das entwickelte Verfahren nicht auf die Anwendung bei Magnetführungen beschränkt, sondern universell für aktiv lagegeregelter Systeme einsetzbar.

6.5 Anwendung im Fräsprozess

Zum Nachweis der Tauglichkeit und Stabilität des entwickelten Verfahrens der Mehrgrößen-Schwingungskompensation auch im praktischen Prozess wurden in Analogie zu den Messungen aus Abschnitt 5.4 mit der Prototyp-Führung Zerspanversuche durchgeführt. Da bislang aus Rechenzeitgründen lediglich wenige unterschiedliche Frequenzen identifiziert und kompensiert werden können, beschränkten sich die Versuche auf einen reinen Flankenfräsprozess in Aluminium gemäß der Anordnung aus Bild 5.13d, bei welchem nur wenige drehzahlharmonische Störungen auftreten (vgl. Bild 6.1). Die Parameter des Schnittprozesses aller folgender Messungen betragen $n = 1666 \text{ min}^{-1}$, $v_F = 76 \text{ mm/min}$, $b = 5 \text{ mm}$ und $a = 5 \text{ mm}$.

Auch in den Fräsversuchen wurden unterschiedliche Kombinationen aus Anzahl der Oszillatoren und der überwachten Freiheitsgrade untersucht. Zunächst wurden zwei Oszillatoren in fünf Freiheitsgraden verwendet, später fünf Oszillatoren in zwei Freiheitsgraden. Allerdings lagen in letzterem Fall die Auslenkungen der höheren Drehzahlharmonischen unterhalb der Ansprechschwelle der Störidentifikation, so dass maximal drei Oszillatoren aktiviert wurden und bei einigen Versuchen sogar die dritte Störung unterhalb der Ansprechschwelle lag.

6.5.1 Messungen

Die prinzipielle Funktion der aktiven Schwingungskompensation im Fräsprozess ist in Bild 6.16 dargestellt. Bild 6.16a–d zeigt die translatorischen Auslenkungen und Kräfte beim Anschnitt ohne aktive Schwingungskompensation. Innerhalb von ca. 2 s erreicht die Kraft- und Auslenkungsamplitude ihr Maximum, bei welchem sie stationär während des weiteren Verlaufs verharrt. Die Amplitude der Auslenkung beträgt dabei in beiden Freiheitsgraden ca. $10 \mu\text{m}$. Bild 6.16e–j zeigt die Auslenkungen und Kräfte beim selben Prozess, jedoch mit aktiver Schwingungskompensation. Noch während des Anstiegs der Amplitude erkennt die Störidentifikation eine externe Störung und aktiviert einen selbstnachführenden Oszillator, welcher sich in sehr kurzer Zeit auf die Störung einstellt. Bereits 1 s später wird der zweite verfügbare Oszillator aktiviert, so dass sich die Schwingungskompensation bereits vollständig eingeschwungen hat, ehe im Vergleichsprozess die maximale Amplitude erreicht wurde. Das dynamische Verhalten der Schwingungskompensation korreliert somit offensichtlich sehr gut mit den Erfordernis-

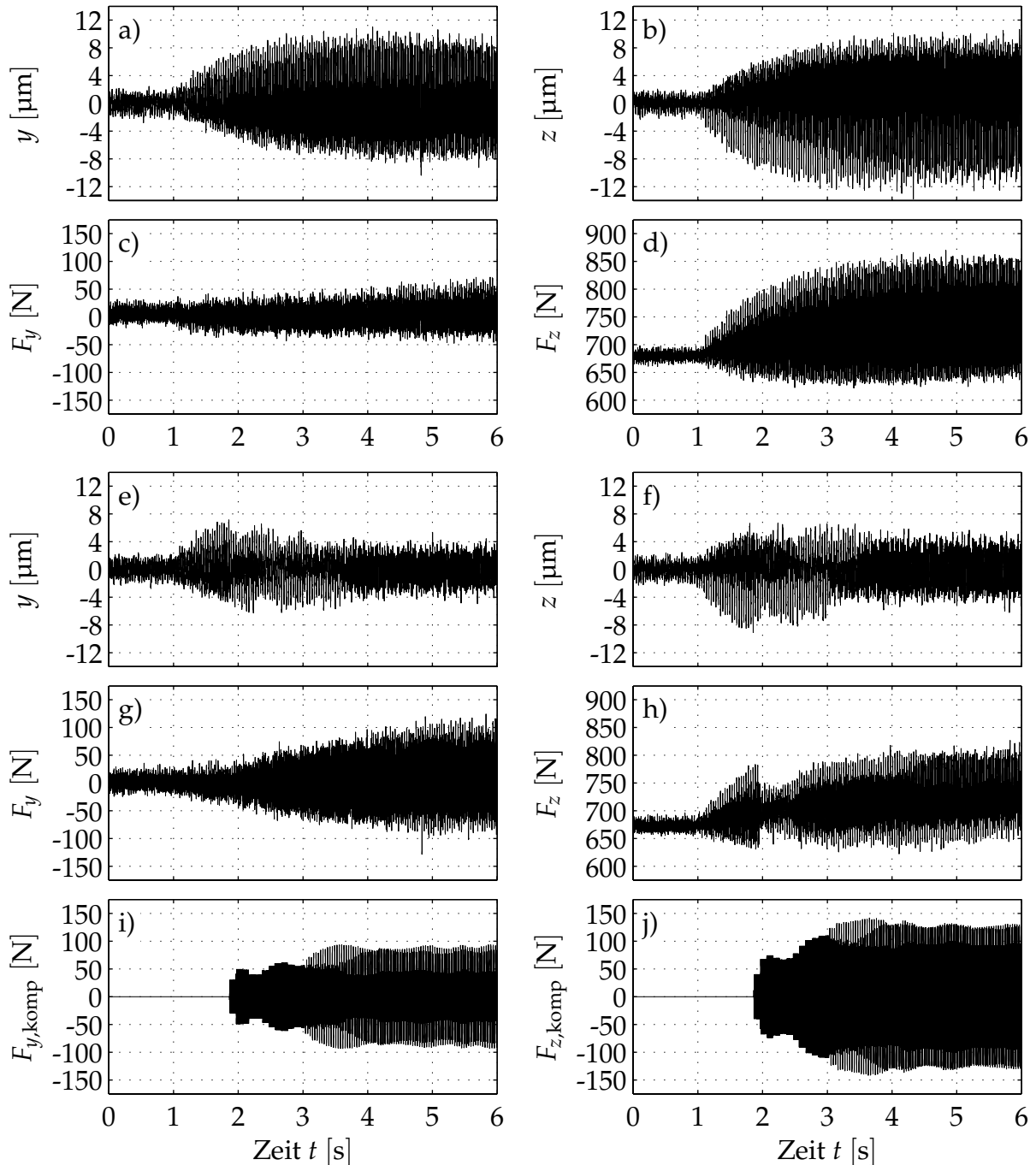


Bild 6.16: Zeitsignale der translatorischen Auslenkungen und Kräfte beim Zerspanvorgang: a)–d) ohne Schwingungskompensation; e)–h) mit Schwingungskompensation; i), j) dabei aufgeschaltete Kompensationskräfte

sen des untersuchten Fräsprozesses. Die Beschränkung auf lediglich zwei Oszillatoren hingegen ist für die vorliegende Störung nicht ausreichend, da eine Restschwingung in den Auslenkungen verbleibt.

Eine Betrachtung des Frequenzbereich macht die Wirkungsweise der Schwingungskompensation im Frequenzbereich besonders deutlich. Um den Kompensationseffekt in allen

Freiheitsgraden darzustellen, wird dazu neben dem Zeitsignal auf Wasserfalldiagramme zurückgegriffen. Die nachfolgend beschriebenen Bilder finden sich am Ende des Kapitels. Bild 6.17 zeigt zunächst die Auslenkungen in den fünf Freiheitsgraden ohne Schwingungskompensation, Bild 6.19 die zugehörigen Kräfte. Dem gegenübergestellt sind in Bild 6.18 bzw. Bild 6.20 die Verläufe mit Schwingungskompensation. Insbesondere im Frequenzdiagramm der Auslenkung (Bild 6.18) ist die nahezu vollständige Auslöschung zunächst der dritten Harmonischen und nachfolgend der Grundfrequenz erkennbar. Die zweite Harmonische als wesentliche Ursache der Restschwingungen in Bild 6.16 hingegen weist mit Kompensation eine etwas größere Amplitude als vorher auf. Die Ursachen hierfür liegen vermutlich in den veränderten Verhältnissen im Prozess aufgrund der reduzierten Schwingungsamplitude des Werkstücks. In beiden Kraftverläufen wird deutlich, dass nach wie vor Störkräfte in allen drei Frequenzen anliegen. Der Unterschied in den Kraftamplituden zwischen dem Fall ohne bzw. mit Schwingungskompensation folgt aus dem Wegfall der dynamischen Anteile in den Regelkräften der kompensierten Spektralanteile aufgrund der reduzierten Schlittenbewegung.

Insgesamt ist die Schwingungskompensation in der Lage, durch die vollständige Kompensation zweier Störfrequenzen die Auslenkungen in allen Freiheitsgraden mehr als zu halbieren. Es ist zu erwarten, dass eine größere Anzahl verfügbarer Oszillatoren auch die verbleibenden Schwingungen kompensieren kann. Bild 6.21 zeigt die Kräfte und Auslenkungen mit drei aktiven Oszillatoren in zwei Freiheitsgraden. In diesem Fall werden alle drei Störungen innerhalb von 2 s nach dem Schnittbeginn erkannt und kompensiert. Die Auslenkungen im weiteren Prozessverlauf unterscheiden sich kaum von denjenigen ohne Schnittkraft, so dass eine vollständige Schwingungskompensation für zwei Freiheitsgrade vorliegt. Aufgrund der geringeren Anzahl an Freiheitsgraden sind die parasitären Kopplungen zwischen den Oszillatoren geringer. Aus diesem Grund ergibt sich eine schnellere Konvergenz der Oszillatorkoeffizienten als im obigen Fall mit fünf Freiheitsgraden.

6.5.2 Schlussfolgerungen

Alle durchgeführten Fräsversuche mit Schwingungskompensation zeigten ein sehr robustes Verhalten des Verfahrens bei entsprechender Wahl der Kompensationsdynamik. Die einzige Beschränkung bezüglich der Qualität der Kompensation folgt aus der Beschränkung der Rechenkapazität. Während die Mehrgrößenregelung den verwendeten Prozessrechner (PowerPC 366 MHz, Baujahr 2000) zu ca. einem Drittel auslastet, benötigt die aktive Schwingungskompensation die restliche Rechenkapazität. Der zukünftige Anstieg der verfügbaren Rechenleistung macht jedoch den Einsatz einer größeren Anzahl von Oszillatoren in allen Freiheitsgraden auch zu vertretbaren Kosten möglich.

Da die gezeigten Untersuchungen absichtlich bei einer sehr geringen Reglerdynamik durchgeführt wurden und bereits in diesem Fall teilweise Störungen unterhalb der Ansprechschwelle lagen, ist jedoch zu erwarten, dass bereits eine geringe Anzahl an Os-

zillatoren für eine praktische Anwendung ausreicht. Auf diese Weise kann neben der bereits wesentlich erhöhten Ratterfestigkeit einer Magnetführung aufgrund der hohen Dämpfung auch eine sehr hohe Positioniergenauigkeit im Fräsprozess erzielt werden.

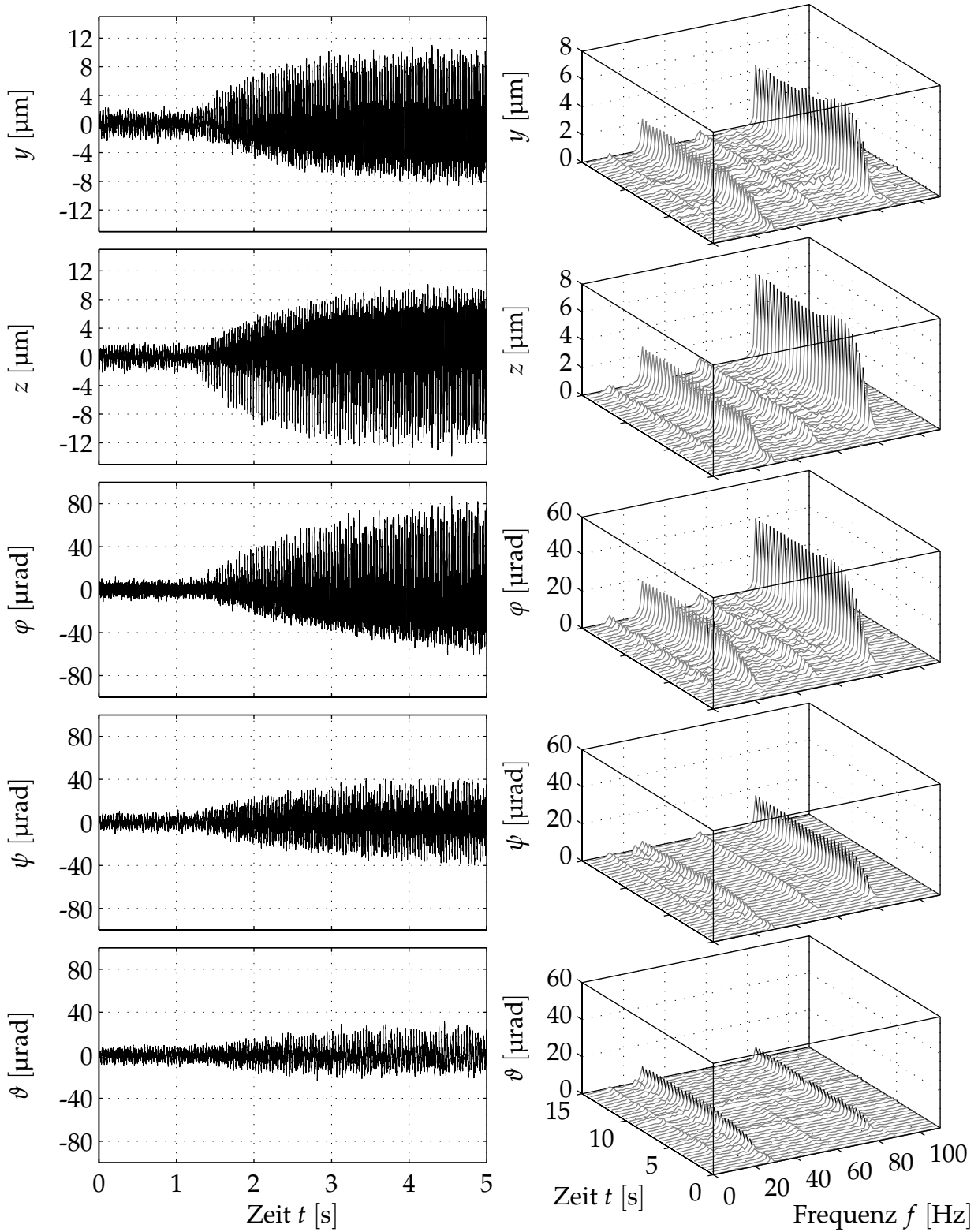


Bild 6.17: Zeit- und Frequenzdiagramm der Auslenkungen beim Fräsprozess ohne Schwingungskompensation

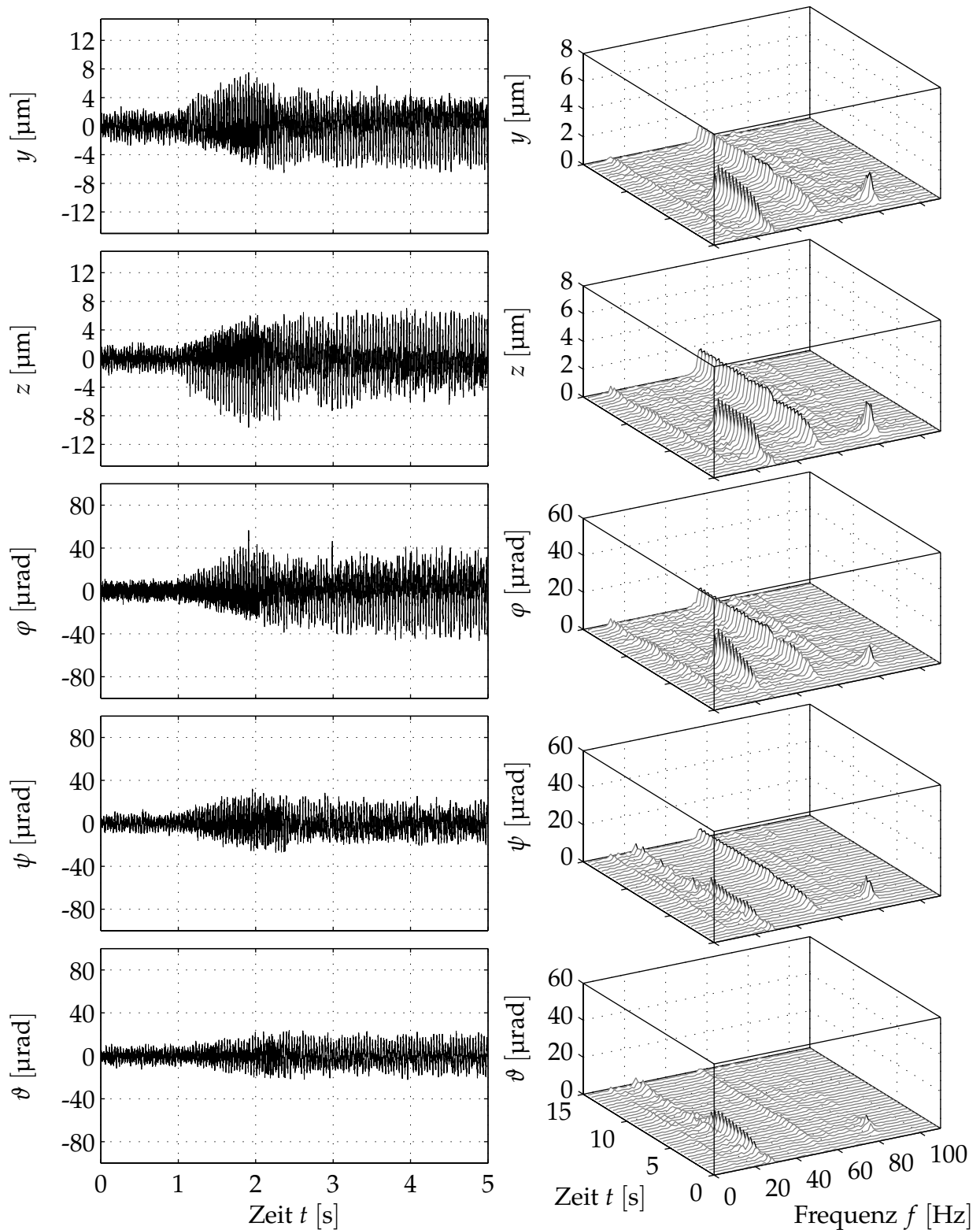


Bild 6.18: Zeit- und Frequenzdiagramm der Auslenkungen beim Fräsprozess mit Schwingungskompensation in fünf Freiheitsgraden und zwei aktiven Oszillatoren

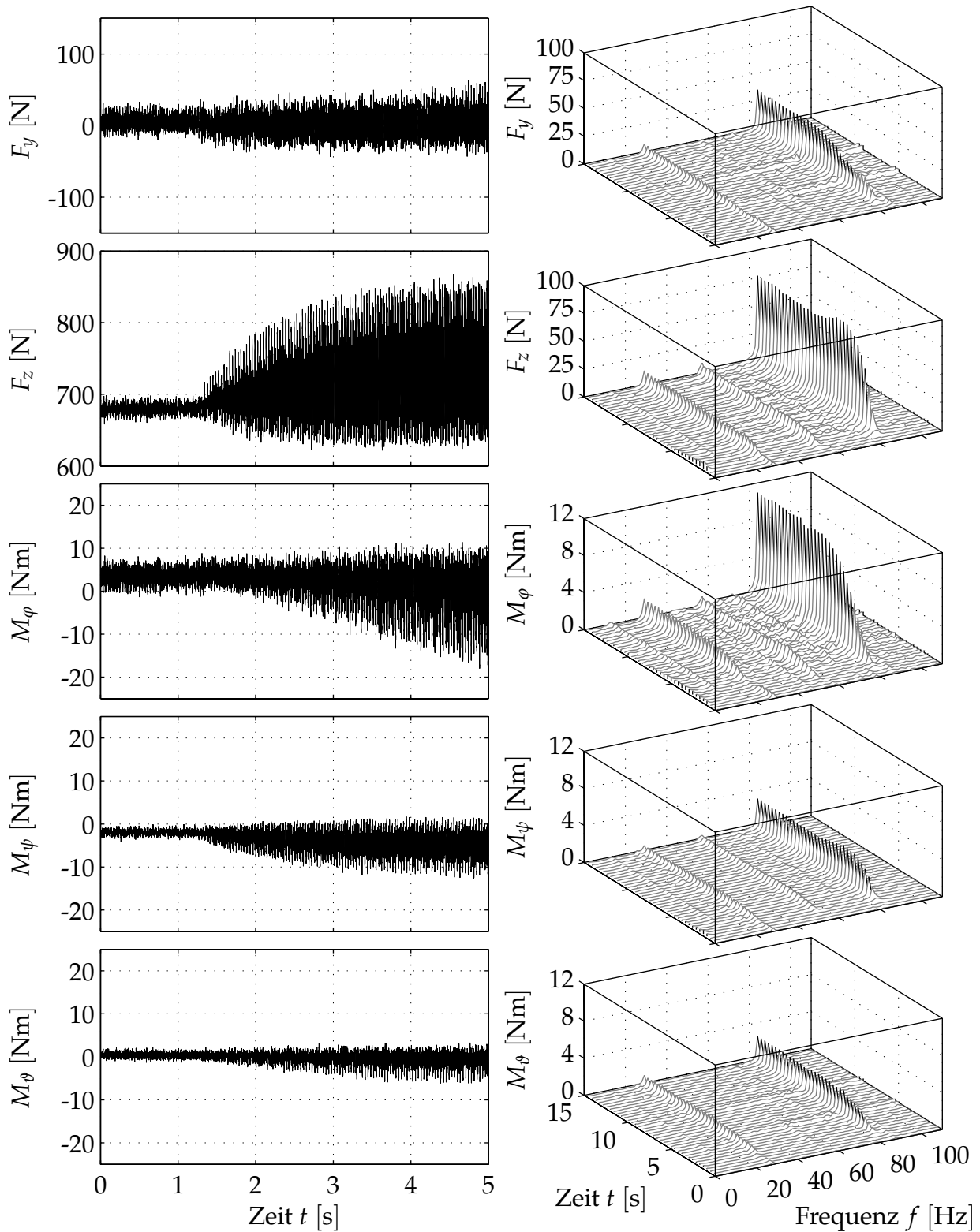


Bild 6.19: Zeit- und Frequenzdiagramm der Kräfte beim Fräsprozess ohne Schwingungskompensation

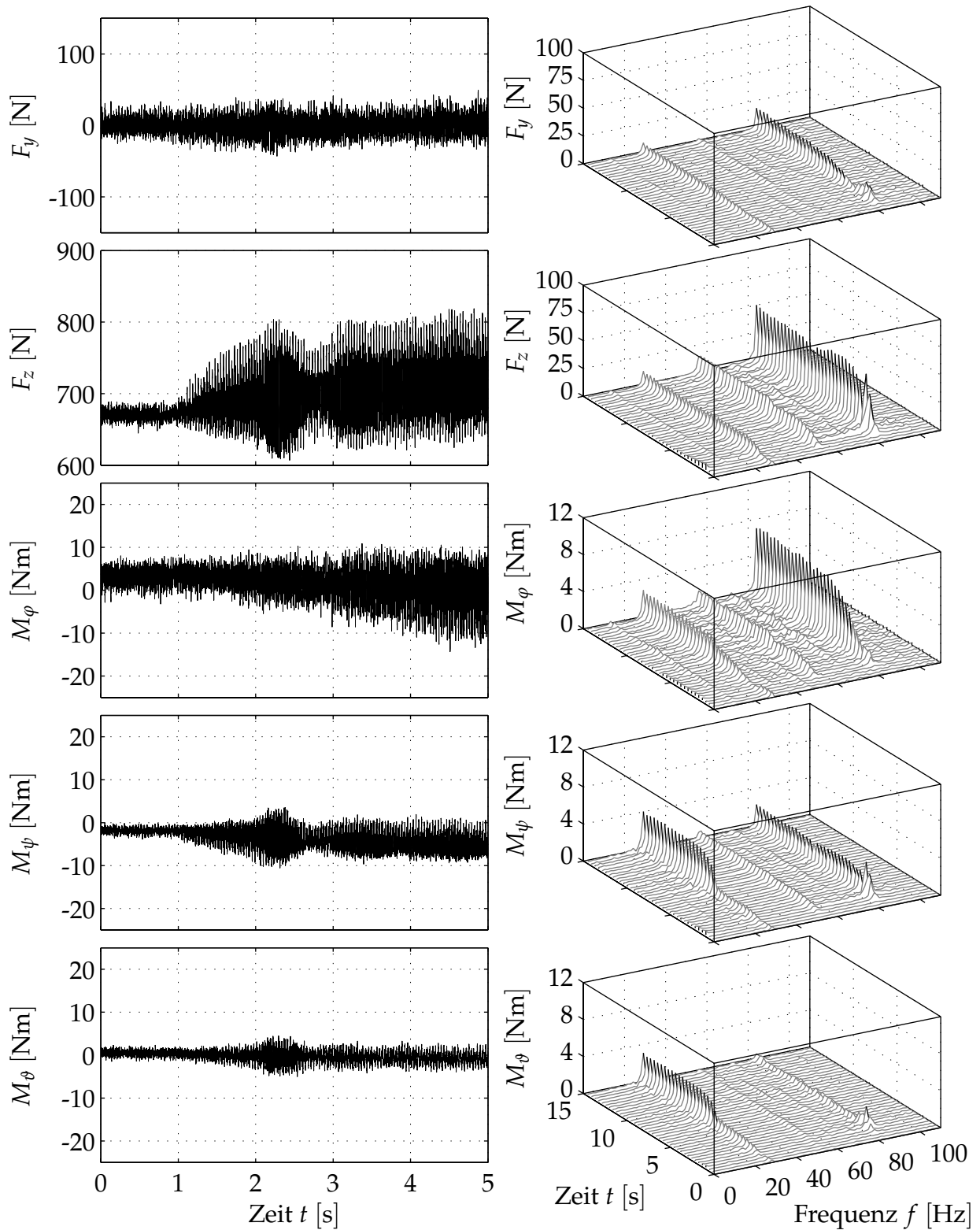


Bild 6.20: Zeit- und Frequenzdiagramm der Kräfte beim Fräsprozess mit Schwingungskompensation in fünf Freiheitsgraden und zwei aktiven Oszillatoren

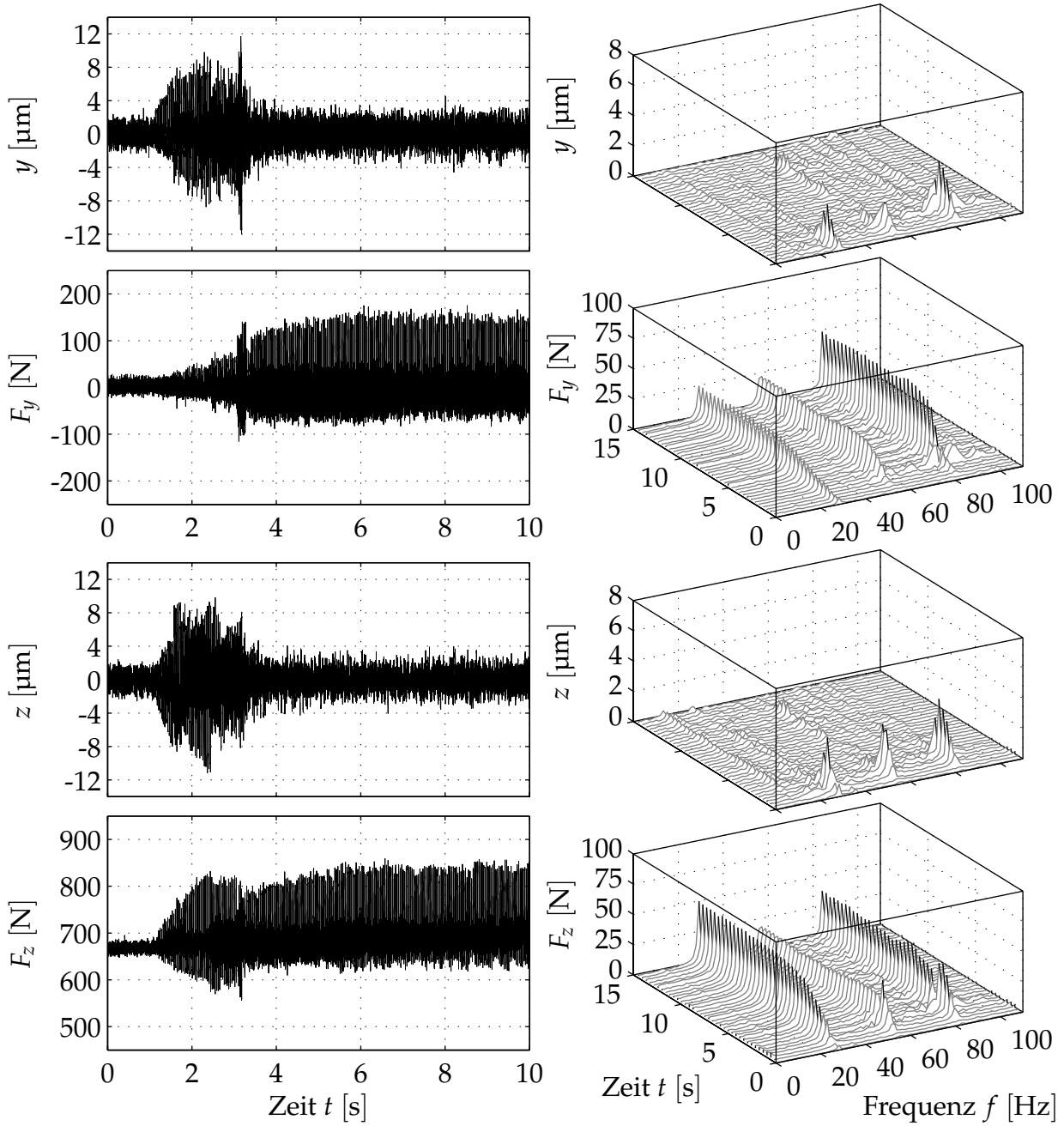


Bild 6.21: Fräsprozess mit Schwingungskompensation in zwei Freiheitsgraden mit drei aktiven Oszillatoren: Zeit- und Frequenzsignal der Auslenkungen und Kräfte in den translatorischen Freiheitsgraden

7 Zusammenfassung

Aktive Magnetführungen qualifizieren sich durch ihre überragenden Vorteile im Hinblick auf Reibungsfreiheit und fehlenden Verschleiß für eine Vielzahl von Anwendungen im Maschinenbau. Insbesondere im Bereich extremer Einsatzfälle stellen sie eine Alternative zu konventionellen Wälzführungen dar und können trotz ihres erhöhten Realisierungsaufwands die Lebensdauerkosten von Maschinen deutlich senken. Die vorliegende Arbeit behandelt die grundlegenden Aspekte von der Konstruktion bis hin zum praktischen Einsatz von Magnetführungen. Die Untersuchungen konzentrieren sich vor allem auf den Bereich der Hochgeschwindigkeits-Werkzeugmaschinen, bei denen Magnetführungen einen Beitrag leisten können, um die Verfahrgeschwindigkeiten und Vorschubbeschleunigungen der Achsen über die durch heutige Wälzführungen gesetzten Grenzen hinaus weiter zu steigern. Die konkrete Umsetzung einer Magnetführung erfolgte an der vom Institut für Fertigungstechnik und Werkzeugmaschinen gemeinsam mit dem Institut für Mechanik und dem Institut für Regelungstechnik der Universität Hannover im Rahmen der DFG-Forschergruppe *Struktur und Steuerung schneller Maschinen* entwickelten SCHNELLEN MASCHINE. Es handelt sich dabei um eine dreiaxiale Hochgeschwindigkeits-Fräsmaschine mit einer magnetgeführten z-Achse als zentraler Komponente. Vorabuntersuchungen, insbesondere zum Nachgiebigkeitsverhalten von Magnetführungen, erfolgten an einer Prototyp-Führung im Labormaßstab.

Eine Betrachtung möglicher Bauformen von Magnetführungen anhand einiger Beispiele aus der Literatur und der funktionellen Nähe von Magnetführungen zu existierenden Magnetbahnen ergibt im Wesentlichen zwei sinnvolle Anordnungen der Führungsmagnete. Einerseits können die Magnete orthogonal angeordnet werden, wodurch sich eine klare Trennung der beiden Funktionen *Tragen* und *Führen* ergibt. Allerdings ist bei dieser Bauform die Integration der Linearantriebe schwieriger. Weiterhin sind für eine vollständige Führung bei orthogonaler Anordnung 12 Magnete erforderlich. Eine bessere Kraftausnutzung ergibt sich, wenn eine symmetrische Anordnung mit nur 8 Magneten eingesetzt wird. Durch die Kombination mit einer speziellen, geeigneten Differenzanordnung der Lineardirektantriebe ist es zudem möglich, die statische Gewichtskraft des Führungsschlittens durch die parasitären Normalkräfte der Antriebe zu kompensieren.

Die konstruktive Auslegung der Magnete orientiert sich an den physikalischen Gegebenheiten der magnetischen Kraftwirkung, wobei nicht nur das statische Verhalten, sondern insbesondere auch das dynamische Kraftverhalten für die Leistungsfähigkeit maßgeblich ist. Neben der Berücksichtigung des Sättigungsverhaltens des Magnetmaterials stellen vor allem die dynamischen Wirbelstromverluste in massiven Führungsschienen eine gravierende Beeinträchtigung der realisierbaren Kraftanstiegsgeschwindigkeit und damit der erzielbaren Regeldynamik dar. Dieser Tiefpasseffekt wurde in vorangegangenen

Arbeiten nicht berücksichtigt. Durch die Blechung der Magnete und Führungsschienen konnten die dynamischen Wirbelstromverluste auf eine vernachlässigbare Größenordnung reduziert werden. Im Hinblick auf die Dynamik stellen die Stromsteller neben den Magneten selbst wichtige Komponenten einer Magnetführung dar. Aufgrund der bisher nur geringen Verbreitung aktiv geregelter Magnete sind Stromsteller für die hochdynamische Ansteuerung von Elektromagneten am Markt Mangelware. Aus diesem Grund wurde ein modulares Stromstellerkonzept entwickelt, dessen Konzeption im Hinblick auf einen industrienahen Einsatz im Schaltschrank erfolgte. Die Genauigkeit einer Magnetführung wird maßgeblich durch die verwendete Sensorik zur Messung der Magnetluftspalte dominiert. Hierfür sind kommerzielle Wirbelstromsensoren besonders gut geeignet. Um eine optimale elektromagnetische Trennung der empfindlichen Sensorsignale von den Leistungspulsen der Magnetansteuerung zu erzielen, ist in dieser Arbeit eine abgesetzte A/D-Wandlereinheit mit digitaler Kommunikation zum Prozessrechner entwickelt worden. Neben den Luftspalten stellen die momentanen Beschleunigungen des Achsschlittens eine für die Regelung nutzbare Messgröße dar. Hierzu wurden zweiachsige Beschleunigungssensoren mit digitaler Signalübertragung zum Prozessrechner entwickelt. Als Prozessrechnerplattform kommt ein VME-basierendes PowerPC-System unter dem Echtzeitbetriebssystem RTOS-UH und der Echtzeithochsprache PEARL zum Einsatz. Eine in dieser Arbeit proprietär entwickelte Regelkarte übernimmt die Kommunikation mit den Wegsensoren und den Stromstellern. Für die Regelung wurde das modulare Programmsystem CPMG entwickelt, welches für den späteren industriellen Einsatz eine plattformunabhängige Portierung der Regelung bis hinunter auf Mikrocontrollerebene erlaubt.

Die Modellierung einer Magnetführung erfolgt im Hinblick auf die Regelung durch eine entkoppelte Kaskadenregelung. Es werden inverse Modelle für die mechanische Bewegungsgleichung und die Mehrgrößenkopplung des mechanischen Systems mit den Sensoren und Aktoren verwendet. Durch den Einsatz von JACOBI-Matrizen ist eine einfache Auflösung der Redundanz der Sensoren und Aktoren möglich. Für die Magnete können je nach Ausführung als Differenz- oder Einzelanordnung lineare oder nichtlineare Modelle zum Einsatz kommen. Da die analytische Modellierung der Nichtlinearitäten eines Magneten nicht in geschlossener Form möglich ist, bietet sich die bilineare Interpolation in einem gemessenen, numerisch invertierten Kennfeld an. Geringe Wirbelstromverluste an Magneten kleiner Bauform lassen sich näherungsweise durch ein lineares, invertierbares Tiefpassfilter nachbilden, wodurch ihr negativer Einfluss teilweise kompensiert werden kann. Durch die konsequente Anwendung dieser inversen Modelle kann die Mehrgrößen-Regelaufgabe einer Magnetführung auf eine modale Regelung zurückgeführt werden. Die Regler der einzelnen Freiheitsgrade sind dabei normiert auslegbar, da alle geometrischen und kinetischen Parameter in die inversen Streckenmodelle ausgelagert wurden. Als Reglerrealisierung hat sich ein PID-äquivalenter, zeitdiskreter Zustandsregler mit einem dynamischen KALMAN-Filter als optimalem Zustandsbeobachter bewährt. Eine Einspeisung der gemessenen Beschleunigung am Beobachtereingang ermöglicht eine gute Beobachtung der realen Zustandsgrößen der Regelstrecke.

Die Auslegung der Reglerrückführung erfolgt durch Vorgabe von Polen mit maximaler Dämpfung, da in Werkzeugmaschinen insbesondere die Maximierung der Dämpfung ein wesentliches Kriterium darstellt. Variable bzw. unbekannte Massenparameter können durch ein automatisches Mehrgrößen-Identifikationsverfahren online bestimmt werden. Die Linearität der Strecke ermöglicht eine sehr einfache und robuste Auslegung der Identifikation, wobei eine gleichzeitige Anregung aller Freiheitsgrade durch ein zeitverschobenes Pseudoransch-Binärsignal eine Identifikation der gesamten Massenmatrix in weniger als 2 s ermöglicht. Das Verfahren ist dabei in der Lage, auch geringe Schwankungen der Massenparameter zuverlässig zu identifizieren.

Für den Einsatz von Magnetführungen in Werkzeugmaschinen stellt ihr Nachgiebigkeitsverhalten ein wesentliches Leistungskriterium dar. Ein Vergleich der maximalen dynamischen Nachgiebigkeit einer Magnetführung mit der statischen Nachgiebigkeit einer Wälzführung ist dabei jedoch nicht zulässig. Vielmehr ist es erforderlich, den vollständigen Verlauf des Nachgiebigkeitsfrequenzgangs zu berücksichtigen. Reduziert man die Nachgiebigkeit einer Werkzeugmaschine auf ihre Führungen, so kann deren Ratterneigung als Kriterium für die Beurteilung ihrer Tauglichkeit herangezogen werden. Theoretische Untersuchungen der Nachgiebigkeit bei Variation der maßgeblichen Parameter zeigen, dass Magnetführungen aufgrund ihrer hohen Dämpfung erheblich weniger zu regenerativem Rattern neigen als Wälzführungen. Durch exemplarische Messungen sowohl an einer kommerziellen Rollenführung wie auch an zwei Magnetführungen wurde gezeigt, dass diese theoretischen Überlegungen mit der Realität recht gut übereinstimmen. Die theoretisch ermittelte Steifigkeit wird durch die zu berücksichtigende Dynamik der Zustandsbeobachtung bei den Magnetführungen in der Praxis nicht ganz erreicht. Die Tauglichkeit von Magnetführungen für den praktischen Einsatz im Spanprozess wurde mit einer Prototyp-Führung experimentell nachgewiesen, indem verschiedene Fräsversuche sowohl mit Stahl wie auch mit Aluminium durchgeführt wurden. Es zeigte sich, dass sich die Auslenkungen im Bereich weniger Mikrometer bewegen, wenn die Anregung im Bereich der größten Nachgiebigkeit der Magnetführung erfolgt. Bei höherfrequenter Anregung – wie bei der Hochgeschwindigkeitszerspannung – ist eine Auslenkung kaum mehr nachweisbar. In allen Betriebsfällen blieb der Prozess stabil. Rattern trat in keinem der durchgeführten Fräsversuche auf.

Eine weitere Reduktion verbleibender Restschwingungen im Fräsprozess ist durch den Einsatz von Methoden der aktiven Schwingungsdämpfung möglich. Nach einer Literaturstudie wurde festgestellt, dass zahlreiche Ansätze hierzu existieren, diese jedoch nicht für die Reduktion von zunächst vollständig unbekanntem Schwingungen – insbesondere unbekannter Frequenz – ausgelegt sind. Aus diesem Grund wurde in dieser Arbeit ein bereits älteres Verfahren aufgegriffen und um eine automatische Frequenzidentifikation und -adaption erweitert. Durch die Ausweitung des Verfahrens auf den Mehrgrößenfall und eine Multitasking-Implementation in PEARL wurde der Einsatz im praktischen Fräsprozess möglich. Das Verfahren zeigte seine Leistungsfähigkeit bei der weitgehenden Kompensation von Schwingungen in fünf Freiheitsgraden durch die au-

tomatische Umschaltung entsprechender Kompensationssignale. Durch die umfassende Möglichkeit von regulierenden Eingriffen kann eine hohe Robustheit des Verfahrens erzielt werden. Die Grenzen der Leistungsfähigkeit werden ausschließlich durch die Rechenzeitbegrenzung des verwendeten Rechnersystems gesetzt.

Mit dieser Arbeit liegt ein umfassender Überblick über den Aufbau und den Einsatz von Magnetführungen vor. Für alle wesentlichen Komponenten wurden industrienah einsetzbare Lösungen entwickelt, welche einen kommerziellen Aufbau von Magnetführungen ermöglichen. Insbesondere die erstmalige vergleichende Betrachtung der Nachgiebigkeitseigenschaften von Magnetführungen und Wälzführungen mit ihren Auswirkungen auf den Einsatz im Fräsprozess zeigt auf, dass Magnetführungen dem Maschinenbau neue Möglichkeiten eröffnen.

Literatur

- [AEG 87] AEG MAGNETBAHN GMBH: *M-Bahn Systembeschreibung*. 1987.
- [ALLA98] ALLAIRE, Paul E. (Hrsg.); TRUMPER, David L. (Hrsg.): *Proceedings of the 6th International Symposium on Magnetic Bearings ISMB-6*. Cambridge (Mass.): Technomic Publ. Co., 1998.
- [ANAL98] ANALOG DEVICES, Inc.: ± 5 g to ± 50 g, *Low Noise, Low Power, Single/Dual Axis iMEMS[®] Accelerometers ADXL150/ADXL250*. Datenblatt. 1998.
- [BASK99] BASK, Michael P.; MEDVEDEV, Alexander: External Model Repetitive Controller for Active Vibration Isolation. In: DOUGLAS, Scott (Hrsg.): *Proceedings of the International Symposium on Active Control of Sound and Vibration ACTIVE 99*. Washington, DC: Institute of Noise Control Engineering of the USA Inc., 1999, S. 177–188.
- [BERR99] BERRY, Michael V.: *Levitron[®] Physics*. Fascination Toys & Gifts, Inc. 1999.
- [BODN00] BODNAR, A.; SCHÜTTE, Oliver: Problems of Experimental Determination of Static Properties of Machine Tool Units Supported on Rolling Guides. In: *Advances in Manufacturing Science and Technology* 24 (2000), Nr. 4, S. 21–32.
- [BÖLT99] BÖLTAU, Manuel: *Nichtlineare Regelung eines Ein-Freiheitsgrad-Magnetlagers*, Studienarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 1999. (unveröffentlicht).
- [BRAH98] BRAHMS, Ulrich: *Regelung von Lineardirektantrieben für Werkzeugmaschinen*. Dissertation, Universität Hannover. Zugl.: Fortschritt-Berichte VDI, Reihe 8, Nr. 735. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1998.
- [BRAK03] BRAKENSIEK, Dirk; HENNEBERGER, Gerhard: Ein Linearantrieb für ein magnetisch gelagertes, autonomes Transportfahrzeug. In: *Tagungsband 5. Mechatroniktagung Innovative Produktentwicklung*. Düsseldorf: VDI-Verlag, 2003, S. 571–586.
- [BRAM75] BRAMMER, Karl; SIFFLING, Gerhard: *Kalman-Bucy-Filter. Deterministische Beobachtung und stochastische Filterung*. München, Wien: R. Oldenbourg Verlag, 1975 (Methoden der Regelungstechnik).
- [CMC 01] CMC KLEBETECHNIK: *Technische Klebebänder*. Katalog. 2001.
- [CON056] CONOVER, W. B.: Fighting Noise with Noise. In: *Noise Control* No. 2 (1956), S. 78–82.
- [CT-C98] CT-CONCEPT TECHNOLOGIE AG: *Zweikanal SCALE Treiber 2SD106A*. Daten-

blatt. 1998.

- [DAKIO3] DAKITSE-BENISSAN, Tema: *Auslegung eines Führreglers für einen absolut messenden Positionssensor an einer Magnetführung*, Diplomarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 2003. (unveröffentlicht).
- [DENK03] DENKENA, Berend; POPP, Karl; KALLAGE, Franz; RUSKOWSKI, Martin: *Maschinenkonzept für die hochdynamische Fräsbearbeitung*. In: *wt Werkstattstechnik online* 1/2 (2003), S. 105–109.
- [DENK04a] DENKENA, Berend; IMIELA, Joachim; KALLAGE, Franz: *Regelung eines hybriden Positioniersystems*. In: *at-automatisierungstechnik* (2004). – in Vorbereitung.
- [DENK04b] DENKENA, Berend; KALLAGE, Franz; RUSKOWSKI, Martin; POPP, Karl: *Machine Tool with Active Magnetic Guides*. In: *CIRP Annals* 53 (2004), S. 333–336.
- [EARN42] EARNSHAW, Samuel: *On the Nature of the Molecular Forces Which Regulate the Constitution of the Luminiferous Ether*. In: *Transactions of the Cambridge Philosophical Society* Bd. 7 (1842), S. 97–112.
- [ELLI01] ELLIOT, Stephen J.: *Signal Processing for Active Control*. London: Academic Press, 2001 (Signal Processing and its Applications).
- [EVER00] EVERS, Wolfgang: *Entwicklung von permanenterregten Synchronlinearmotoren mit passivem Sekundärteil für autonome Transportsysteme*. Dissertation, RWTH Aachen, 2000.
- [FELDO0] FELDERHOFF, Rainer: *Leistungselektronik*. München, Wien: Carl Hanser Verlag, 2000.
- [FINK98] FINKE, Jessica: *Konstruktion des Kreuzschlittens einer Hochgeschwindigkeits-Fräsmaschine*, Diplomarbeit, Institut für Fertigungstechnik und Werkzeugmaschinen, Universität Hannover, 1998. (unveröffentlicht).
- [FRAN76] FRANCIS, Bruce A.; WONHAM, W. M.: *The Internal Model Principle of Control Theory*. In: *Automatica* Vol. 12 (1976), Nr. 5, S. 457–465.
- [FREV87] FREVERT, Leberecht: *Echtzeitpraxis mit PEARL*. 2. Auflage. Stuttgart: Teubner, 1987 (Leitfäden der angewandten Informatik).
- [FROH85] FROHNE, Heinrich: *Einführung in die Elektrotechnik: 3. Wechselstrom*. 4. Auflage. Stuttgart: B. G. Teubner, 1985.
- [FUHR99] FUHRMANN, Ingo: *Strukturoptimierung der Horizontalachse für eine schnelle Werkzeugmaschine*, Studienarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 1999. (unveröffentlicht).
- [FUHRO0] FUHRMANN, Ingo: *Analyse des Reibverhaltens von Wälzumlauflführungen*, Diplomarbeit, Institut für Fertigungstechnik und Werkzeugmaschinen, Universität Hannover, 2000. (unveröffentlicht).

- [GERT99] GERTH, Wilfried: *Handbuch RTOS-UH*. Institut für Regelungstechnik, Universität Hannover, 1999.
- [GI-F98] GI-FACHGRUPPE 4.4.2: *PEARL90 Language Report*. Version 2.2. Bonn: Gesellschaft für Informatik e.V., 1998.
- [GOTT83] GOTTZEIN, Eveline: *Das „Magnetische Rad“ als autonome Funktionseinheit modularer Trag- und Führsysteme für Magnetbahnen*. Dissertation, TU München. Zugl.: VDI-Fortschrittberichte, Reihe 8, Band 68. 1983.
- [GRÖN00] GRÖNING, Ingolf: *Magnetische Lagerung für ein autonomes Transportsystem mit normalkraftbehaftetem Linearantrieb*. Dissertation, RWTH Aachen, 2000.
- [HEIM01] HEIMANN, Bodo; GERTH, Wilfried; POPP, Karl: *Mechatronik*. 2. Auflage. Leipzig: Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag, 2001.
- [HERI92] HERING, Ekbert; MARTIN, Rolf; STOHRER, Martin: *Physik für Ingenieure*. 4. Auflage. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1992.
- [HILL94] HILLERSTRÖM, Gunnar: *On Repetitive Control*. Dissertation, Tekniska Högskolan i Luleå, 1994.
- [HILL97] HILLERSTRÖM, Gunnar; LEE, Richard C.: *Trade-Offs in Repetitive Control / Department of Engineering, University of Cambridge*. 1997 (CUED/F-INFENG/TR 294). – Forschungsbericht.
- [HOFF97] HOFFMANN, Karl-Josef; MARKERT, Richard: *Linearisierung von magnetischen Lagerungen per Software*. In: *VDI-Berichte* 1315 (1997), S. 407–418.
- [HOFF99] HOFFMANN, Karl-Josef: *Integrierte aktive Magnetlager*. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 1999.
- [HÜTT02] HÜTTNER, Christian: *Adaptive Vibration Control in an Implantable Blood Pump on a Bearingless Slice Motor*. In: [MIZU02], S. 684–689.
- [IMIE99] IMIELA, Joachim: *Aufbau und Mehrgrößenregelung eines Hybridantriebs*, Diplomarbeit, Institut für Fertigungstechnik und Werkzeugmaschinen, Universität Hannover, 1999. (unveröffentlicht).
- [INOUE81] INOUE, T.; NAKANO, M.; IWAI, S.: *High accuracy control of servomechanisms for repeated contouring*. In: *Proceedings of the 10th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices*, 1981.
- [INTE03] INTERNATIONAL RECTIFIER: *IR2110/2113 High and Low Side Driver*. Datenblatt No. PD60147-S. 2003.
- [ISER92] ISERMANN, Rolf: *Identifikation dynamischer Systeme*. Bd. 1. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag, 1992.
- [ISPA97] ISPAYLAR, Münci H.: *Betriebseigenschaften von Profilschienen-Wälzführungen*. Dissertation, RWTH Aachen, 1997.

- [KAAK03] KAAK, Richard; LAPP, Christoph: *Lineardirektantrieb*. Deutsches Patent Nr. DE 199 48 490 C2. 2003.
- [KALL94] KALLENBACH, Eberhard; EICK, Rüdiger; QUENDT, Peer: *Elektromagnete: Grundlagen, Berechnung, Konstruktion, Anwendung*. Stuttgart: Teubner, 1994.
- [KALM60] KALMAN, Rudolph E.: A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. In: *Transactions of the ASME—Journal of Basic Engineering, Series D* 82 (1960), S. 35–45.
- [KELL97] KELLEHER, W. P.; KONDOLEON, A. S.: A Magnetic Bearing Suspension System for High Temperature Gas Turbine Applications. In: *Proceedings of the Industrial Conference and Exhibition on Magnetic Bearings MAG '97*. Alexandria (USA), 1997, S. 15–24.
- [KELLO3] KELLEIN, Ruby Nina: *Messungen an einer Magnetführung im Spanprozess*, Laborarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 2003. (unveröffentlicht).
- [KEMP37] KEMPER, Hermann: *Schwebebahn mit räderlosen Fahrzeugen, die an eisenen Fahrschienen mittels magnetischer Felder entlang schwebend geführt werden*. Deutsches Reichspatent Nr. 643316. 1937.
- [KLES99] KLESEN, Christof; NORDMANN, Rainer: Dynamische Kräfte elektromagnetischer und elektrodynamischer Aktoren in mechatronischen Systemen unter Berücksichtigung der Wirbelströme. In: ISERMANN, Rolf (Hrsg.): *Kolloquium Aktoren in Mechatronischen Systemen*. Darmstadt: VDI-Fortschrittberichte, Reihe 8, Band 743, 1999, S. 143–152.
- [KNAG98] KNAGGE, Dieter: *Entwicklung einer zeitdiskreten Regelung mit Kalman-Filter für eine Linear-Magnetführung*, Diplomarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 1998. (unveröffentlicht).
- [KNOS95] KNOSPE, Carl R.; HOPE, R. W.; FEDIGAN, Stephen J.; WILLIAMS, Ronald D.: Experiments in the Control of Unbalance Response using Magnetic Bearings. In: *Mechatronics* 5 (1995), Nr. 4, S. 385–400.
- [KONS01] KONSTANZER, Peter: *Decentralized Vibration Control for Active Helicopter Rotor Blades*. Dissertation, Universität Stuttgart, 2001.
- [KRAC98] KRACHT, Marcus: *Konstruktion einer magnetgeführten Maschinenachse*, Studienarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 1998. (unveröffentlicht).
- [KÜHN97] KÜHN, Ulrich: *Konzeption und Konstruktion einer magnetisch getragenen Linearführung*, Studienarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 1997. (unveröffentlicht).
- [KUO96] KUO, Sen M.; MORGAN, Dennis R.: *Active Noise Control Systems*. New York: John Wiley and Sons, Inc., 1996.

- [KÜPFOO] KÜPFMÜLLER, Karl; KOHN, Gerhard: *Theoretische Elektrotechnik und Elektronik: Eine Einführung*. 15. Auflage. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag, 2000.
- [LAIE98] LAIER, Dirk: *Nichtlinearitäten magnetgelagerte Rotorsysteme*. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 1998.
- [LANG97] LANGARI, Ali: *Sampled-Data Repetitive Control Systems*. Dissertation, University of Toronto, 1997.
- [LAPP02] LAPP, Christoph: *Identifikation und Regelung von Bearbeitungskräften an direkt getriebenen Vorschubeinheiten*. Dissertation, Universität Hannover. Zugl.: VDI-Fortschrittberichte, Reihe 2: Fertigungstechnik, Band 912. 2002.
- [LEE98] LEE, Richard C.: *Robust Repetitive Control and Application to a CD Player*. Dissertation, Cambridge University, 1998.
- [LEE01] LEE, Peter J. (Hrsg.): *Engineering Superconductivity*. New York: Wiley-Interscience, 2001.
- [LEE02a] LEE, Sang-Ho; CHANG, Jeeuk; LEE, Sang-Wook; KIM, Oui-Serg; CHANG, In-Bae; HAN, Dong-Chul: Design of a Novel Permanent Magnet Biased Linear Magnetic Bearing and its Application to High-Precision Linear Motion Stage. In: [OKADO2], S. 543–548.
- [LEE02b] LEE, Wei-Lung; SCHUMACHER, Walter; CANDERS, Wolf-Rüdiger: Unbalance Compensation on AMB System Without a Rotational Sensor. In: [OKADO2], S. 211–216.
- [LEVE98] VON LEVERN, Frank: *Simulation des dynamischen Verhaltens einer schnellen Fräsmaschine unter Einbindung von Lineardirektantrieb und Magnetführung*, Studienarbeit, Institut für Fertigungstechnik und Werkzeugmaschinen, Universität Hannover, 1998. (unveröffentlicht).
- [LIEB03] LIEBSCHER, Tobias: *Entwicklung eines präzisen Lowcost-Sensors zur Messung des Luftspalts bei einer aktiven Magnetführung*, Studienarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 2003. (unveröffentlicht).
- [LÖSC02] LÖSCH, Florian: *Identification and Automated Controller Design for Active Magnetic Bearing Systems*. Dissertation, ETH Zürich, 2002.
- [MARK02] MARKERT, Richard; SKRICKA, Norbert; ZHANG, Xiantong: Unbalance Compensation on Flexible Rotors by Magnetic Bearings using Transfer Functions. In: [OKADO2], S. 417–422.
- [MATH02a] MATHWORKS, Inc.: *MATLAB Function Reference*. Version 6.5, 2002.
- [MATH02b] MATHWORKS, Inc.: *MATLAB Signal Processing Toolbox User's Guide*. Version 6.0, 2002.
- [MELL99] MELLER, Andreas: *Inbetriebnahme und Implementierung eines Laserleitstrahl-*

- sensors*, Studienarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 1999. (unveröffentlicht).
- [MIZU02] MIZUNO, Takeshi (Hrsg.); SUDA, Yoshihiro (Hrsg.): *Proceedings of the 6th International Conference on Motion and Vibration Control MOVIC2002*. Tokyo, Japan: The Japan Society of Mechanical Engineers, 2002.
- [MOON94] MOON, Francis C.: *Superconducting Levitation*. New York: Wiley, 1994.
- [MORA97] MORAWIETZ, Peter: *Integriertes Antriebs- und Tragsystem für eine Linear-Magnetführung in Werkzeugmaschinen*, Diplomarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 1997. (unveröffentlicht).
- [MOSE02] MOSER, Roland; REGAMEY, Yves-Julien; SANDTNER, Jan; BLEULER, Hannes: Passive Diamagnetic Levitation for Flywheels. In: [OKAD02], S. 211–216.
- [MÜLL76] MÜLLER, Peter C.; BREMER, Hartmut; BREINL, W.: Tragregelsysteme mit Störgrößenkompensation für Magnetschwebefahrzeuge. In: *Regelungstechnik* Heft 8 (1976), S. 257–265.
- [MÜLL77] MÜLLER, Peter C.; LÜCKEL, Joachim: Zur Theorie der Störgrößenaufschaltung in linearen Mehrgrößenregelsystemen. In: *Regelungstechnik* Heft 2 (1977), S. 54–59.
- [NELLO1] NELLES, Oliver: *Nonlinear System Identification*. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag, 2001.
- [NONA98] NONAMI, Kenzo; FAN, Qi-Fu; UYAMA, Hirochika: Unbalance Vibration Control of Magnetic Bearing Systems Using Adaptive Algorithm with Disturbance Frequency Estimation. In: [ALLA98], S. 663–672.
- [OBER02] OBERBECK, Claus; ULBRICH, Heinz: Investigations in a Software-Based Design of Linear Electromagnetic Actuators. In: [OKAD02], S. 157–162.
- [OKAD02] OKADA, Yohji (Hrsg.); NONAMI, Kenzo (Hrsg.): *Proceedings of the 8th International Symposium on Magnetic Bearings ISMB-8*. Mito, Japan: Dynamics and Control Lab., Dept. of Mechanical Eng., Ibaraki University, 2002.
- [OPPE89] OPPENHEIM, Alan V.; SCHAFER, Ronald W.: *Discrete-Time Signal Processing*. Englewood Cliffs: Prentice-Hall International, Inc., 1989.
- [PALA96] PALAND, Marco: *Entwicklung und Realisierung der Datenerfassungshardware eines Laser-Leitstrahlsensors für eine Magnet-Linearführung*, Studienarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 1996. (unveröffentlicht).
- [PANNO0] PANNING, Lars; SEXTRO, Walter; POPP, Karl: Optimization of Interblade Friction Damper Design. In: *ASME Paper GT-2000-541, Int. Gas Turbine & Aeroeng. Congress and Exh.* München, 2000.
- [PETEO1] PETERSEN, Malte: *Verbesserung der dynamischen Steifigkeit eines Magnetlagers durch Messung mehrerer Zustandsgrößen*, Studienarbeit, Institut für Mecha-

- nik, Universität Hannover, 2001. (unveröffentlicht).
- [PETEO2] PETERSEN, Malte: *Entwicklung einer universellen grafischen Fernüberwachungsoberfläche für RTOS-UH basierte Prozessrechnersysteme*, Diplomarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 2002. (unveröffentlicht).
- [POPP78] POPP, Karl: *Beiträge zur Dynamik von Magnetschwebefahrzeugen auf geständernten Fahrwegen*. Düsseldorf: Fortschrittberichte der VDI-Zeitschriften, Reihe 12, Band 35, 1978.
- [POPP89] POPP, Karl: *Räderlose Schienenfahrzeuge – Entwicklung einer mechatronischen Problemlösung*. Vortrag an der Universität Linz. 21.12.1989.
- [POPP93] POPP, Karl; SCHIELEN, Werner: *Fahrzeugdynamik. Eine Einführung in das System Fahrzeug-Fahrwerk*. Stuttgart: Teubner, 1993 (Leitfäden der angewandten Mathematik und Mechanik).
- [POPP03] POPP, Karl; PANNING, Lars; SEXTRO, Walter: *Vibration Damping by Friction Forces: Theory and Applications*. In: *Journal of Vibration and Control* 9 (2003), S. 419–448.
- [POPP04] POPP, Karl; NEUBER, Cord-Christian; DENKENA, Berend; KALLAGE, Franz: *Magnetführung für Werkzeugmaschinen*. In: *Automatisierungstechnik. Technologie-Informationen niedersächsischer Hochschulen* (2/2004), S. 7.
- [PREU02] PREUMONT, André: *Vibration control of active structures: an introduction*. 2nd ed. Dordrecht: Kluwer Acad. Publ., 2002.
- [RECK02] RECKMANN, Hanno: *Aktive Schwingungsreduktion an einem elastischen Fahrweg unter bewegter Masse*. Dissertation, Universität Hannover. Zugl.: Fortschritt-Berichte VDI, Reihe 8, Nr. 309. Düsseldorf: VDI-Verlag, 2002.
- [REICO2] REICKE, Lars: *Identifikation und Kompensation periodischer Störungen aktiver Systeme am Beispiel einer Magnetführung*, Diplomarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 2002. (unveröffentlicht).
- [REXR01] REXROTH STAR GMBH: *STAR Miniatur-Kugelschienenführungen*. Firmenprospekt RD 82 210. 2001.
- [REXR03] REXROTH STAR GMBH: *STAR Rollen-Schienenführungen*. Firmenprospekt RD 82 302. 2003.
- [RÜED99] RÜEDI, Heinz; KÖHLI, Peter: *Entwurf von Treiberkarten mit SCALE Treibern*. Leubringen: CT-Concept Technologie AG, 1999.
- [RUSK96] RUSKOWSKI, Martin: *Entwicklung einer entkoppelten Kaskadenregelung für ein magnetisch getragenes Linearführungssystem*, Diplomarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 1996. (unveröffentlicht).
- [RUSK97] RUSKOWSKI, Martin; TIESTE, Karl-Dieter; POPP, Karl: *Adaptive Control of a Linear Maglev Guide for Machine Tools*. In: *Colloquium Euromech* 370

„*Synthesis of Mechatronic Systems*“. Duisburg, 1997, S. 38–39.

- [RUSK98a] RUSKOWSKI, Martin; POPP, Karl: Adaptive Levitation Control of a Linear Maglev Guide for Machine Tools. In: *Proceedings of the 2nd International Symposium on Linear Drives for Industry Applications LDIA'98*. Tokyo: Institute of Electrical Engineers of Japan, 1998, S. 307–310.
- [RUSK98b] RUSKOWSKI, Martin; POPP, Karl: A Contactless Axis for High Speed Cutting Machines. In: SCHWEITZER, Gerhard (Hrsg.); SIEGWART, Roland (Hrsg.); CATTIN, Philippe (Hrsg.): *Proceedings of the 4th International Conference on Motion and Vibration Control MOVIC'98*. Zürich: Institute of Robotics, ETH, 1998, S. 1095–1099.
- [RUSK99a] RUSKOWSKI, Martin: *Schwebende Kugel*, Laborumdruck, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 1999. (unveröffentlicht).
- [RUSK99b] RUSKOWSKI, Martin; POPP, Karl; TÖNSHOFF, Hans K.; LAPP, Christoph: Auslegung einer Werkzeugmaschine mit kontaktloser Achse. In: *Tagungsband 4. Magdeburger Maschinenbautage*. Magdeburg, 1999, S. 105–112.
- [RUSK00a] RUSKOWSKI, Martin; POPP, Karl: Nonlinear Modeling of a Magnetically Guided Machine Tool Axis. In: [SCHW00], S. 413–418.
- [RUSK00b] RUSKOWSKI, Martin; POPP, Karl; TÖNSHOFF, Hans K.; KAAK, Richard: Modal Control of a Magnetically Guided Machine Axis. In: *20th International Congress on Theoretical and Applied Mechanics*. Chicago, 2000.
- [RUSK02a] RUSKOWSKI, Martin; POPP, Karl: Improved Position Control of a Magnetic Guide using Acceleration Measurement and a Laser Position Reference. In: [OKAD02], S. 305–310.
- [RUSK02b] RUSKOWSKI, Martin; REICKE, Lars; POPP, Karl: Enhanced Steady State Stiffness for a Magnetic Guide using Smart Disturbance Compensation. In: [MIZU02], S. 1098–1103.
- [RUSK03a] RUSKOWSKI, Martin; POPP, Karl: Auslegung und Regelung einer magnetgeführten Werkzeugmaschinenachse. In: *Tagungsband 6. Magdeburger Maschinenbautage*. Magdeburg, 2003, S. 81–88.
- [RUSK03b] RUSKOWSKI, Martin; POPP, Karl: Auslegung und Regelung magnetgeführter Werkzeugmaschinenachsen. In: DENKENA, Berend (Hrsg.): *Begleitband zum Seminar Antriebstechnik für die Fertigung*. Hannover: PZH Produktionstechnisches Zentrum Hannover GmbH, 2003, S. 165–175.
- [RUSK03c] RUSKOWSKI, Martin; REICKE, Lars; POPP, Karl: Compliance Cancellation for a Magnetic Guide using a Smart Active Vibration Control Algorithm. In: *JSME International Journal, Series C* 46 (2003), Nr. 9, S. 813–818.
- [SCHN04] SCHNABL, M.: Entwicklung und Strukturanalyse von Werkzeugmaschinen in der industriellen Praxis. In: ZÄH, M. F. (Hrsg.); REINHART, G. (Hrsg.):

- Mechatronik - Strukturdynamik von Werkzeugmaschinen* IWB Seminarbericht Nr. 70, Herbert Utz Verlag, 2004, S. 9/1–9/16.
- [SCHÖ95] SCHÖNHOFF, Ulrich: *Automatische Identifikation der Beladung einer Magnet-Linearführung für Werkzeugmaschinen*, Diplomarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 1995. (unveröffentlicht).
- [SCHÖ02] SCHÖNHOFF, Ulrich: *Practical Robust Control of Mechatronic Systems with Structural Flexibilities*. Dissertation, TU Darmstadt, 2002.
- [SCHW00] SCHWEITZER, Gerhard (Hrsg.): *Proceedings of the 7th International Symposium on Magnetic Bearings ISMB-7*. Zürich: International Center for Magnetic Bearings, 2000.
- [SEIN88] SEINSCH, Hans O.: *Grundlagen elektrischer Maschinen und Antriebe*. 2. Auflage. Stuttgart: B. G. Teubner, 1988.
- [SHIO2] SHI, Juan; ZMOOD, Ron; QIN, Lijiang: The Indirect Adaptive Feed-Forward Control in Magnetic Bearing Systems for Minimizing Selected Vibration Performance Measures. In: [OKAD02], S. 223–228.
- [SIEM01] SIEMENS AG: *Dokumentation SIMODRIVE 611*. 2001.
- [SIEM02a] SIEMENS AG: Durchgesetzt. Linearantriebslösungen für die Zukunft. In: *Motion Control 2* (2002), S. 6–7.
- [SIEM02b] SIEMENS AG: *SIMODRIVE Linearmotoren 1FN1, 1FN3 Projektierungsanleitung*. Bestellnummer 6SN1197-0AB70-0AP4, 2002.
- [TABB95] TABBERT, Peter: *Konstruktion eines Laser-Leitstrahlsensors für eine Magnet-Linearführung*, Studienarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 1995. (unveröffentlicht).
- [TABB97] TABBERT, Peter: *On-Line-Adaption der Massenmatrix einer Linear-Magnetführung*, Diplomarbeit, Institut für Mechanik, Universität Hannover, 1997. (unveröffentlicht).
- [TAMI02] TAMISIER, Vincent; CARRÈRE, François; FONT, Stéphane: Synchronous Unbalance Cancellation Across Critical Speed Using a Closed-Loop Method. In: [OKAD02], S. 399–404.
- [TIES97] TIESTE, Karl-Dieter: *Mehrgrößenregelung und Parameteridentifikation einer Linearmagnetführung*. Dissertation, Universität Hannover. Zugl.: Fortschritt-Berichte VDI, Reihe 8, Nr. 656. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1997.
- [TOKH02] TOKHI, Osman (Hrsg.): *Active sound and vibration control: theory and applications*. London: Institution of Electrical Engineers, 2002.
- [TÖNS95] TÖNSHOFF, Hans K.: *Werkzeugmaschinen: Grundlagen*. Berlin, Heidelberg: Springer Verlag, 1995.
- [TÖNS98] TÖNSHOFF, Hans K.; KARPUSCHEWSKI, Bernhard; POPP, Karl; GERTH, Wil-

fried: Zwischenbericht der DFG-Forschergruppe „Struktur und Steuerung schneller Maschinen“ / Universität Hannover. 1998. – Forschungsbericht.

- [TÖNS99a] TÖNSHOFF, Hans K.; AHLERS, Henning; KAAK, Richard; SCHUBERT, Michael: Design of a Hover-Axis for a High-Dynamic Machine Tool. In: *Proceedings of the International ADAMS Users' Conference*. Berlin, 1999.
- [TÖNS99b] TÖNSHOFF, Hans K.; KAAK, Richard; LAPP, Christoph; RUSKOWSKI, Martin: Design and Simulation of Two Coupled High-Dynamic Axes with Linear Direct Drives and Linear Magnetic Guides. In: *Proceedings of the 2nd Int. Conference on High Speed Machining*. Darmstadt, 1999, S. 263–267.
- [TÖNS03] TÖNSHOFF, Hans K.; KARPUSCHEWSKI, Bernhard; POPP, Karl; GERTH, Wilfried: Abschlussbericht der DFG-Forschergruppe „Struktur und Steuerung schneller Maschinen“ / Universität Hannover. 2003. – Forschungsbericht.
- [ULBR81] ULBRICH, Heinz: Experimentelle Untersuchung eines Magnetlagers mit integrierten Geschwindigkeitssensoren / Lehrstuhl B für Mechanik, Technische Universität München. 1981 (TUM-MW 706B-8101). – Forschungsbericht.
- [VIBR99a] VIBRO-METER AG: *Signalaufbereiter IQS451*. Datenblatt 265-254. 1999.
- [VIBR99b] VIBRO-METER AG: *Wegaufnehmer TQ401*. Datenblatt 265-041. 1999.
- [WAHNO2] WAHNER, Ulrich: *Linear-Magnetführung für direktangetriebene Vorschubachsen*. Dissertation, RWTH Aachen, 2002.
- [WECK01] WECK, Manfred: *Werkzeugmaschinen, Fertigungssysteme*. Bd. 5: *Messtechnische Untersuchung und Beurteilung*. 6. Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer Verlag, 2001.
- [WELCO3] WELCH, Greg; BISHOP, Gary: An Introduction to the Kalman Filter / Department of Computer Science, University of North Carolina. Chapel Hill, 2003 (TR 95-041). – Forschungsbericht.
- [WOLF87] WOLFF, Johannes: *Gleichstromgespeiste Leistungselektronik*. München: Franzis-Verlag, 1987.
- [WOLF97] WOLFF, Ingo: *Maxwellsche Theorie: Grundlagen und Anwendungen*. Berlin, Heidelberg: Springer Verlag, 1997.
- [WOLTO2] WOLTER, Björn: *Messung der Dienstgüte von Echtzeitbetriebssystemen durch Walsh-Korrelation*. Dissertation, Universität Hannover, 2002.
- [YAHIO0] YAHIA, Khaled B.: *Entwicklung von Magnetlagern am Beispiel einer linearen Magnetführung und einer lagerlosen Asynchronmaschine*. Dissertation, RWTH Aachen, 2000.
- [ZHAN95] ZHANG, Jing: *Power Amplifier for Active Magnetic Bearings*. Dissertation, ETH Zürich, 1995.

Wissenschaftlicher Werdegang

Persönliche Daten

Name Martin Ruskowski
Geburtsdatum, -ort 1.11.1969, Hannover
Anschrift An den Papenstücken 13c
30455 Hannover
Familienstand ledig

Schulbildung

1976 – 1980 Grundschule Großgoltern
1980 – 1982 Orientierungsstufe Barsinghausen
1982 – 1989 Ganztagsgymnasium Barsinghausen
06/1989 Abitur

Wehrdienst

06/1989 – 08/1990 Grundwehrdienst, Verwendung als Radarmechaniker

Studium

1990 – 1996 Studium der Elektrotechnik an der Universität Hannover,
Studienschwerpunkt Kommunikationsnetze
1991 – 1996 Wissenschaftliche Hilfskraft am Institut für Mechanik der Uni-
versität Hannover
1992 Fachpraktikum bei WABCO
1993 Fachpraktikum bei der Deutschen Telekom
07/1996 Diplom mit einer Arbeit über das Thema *Entwicklung einer entkop-
pelten Kaskadenregelung für ein magnetisch getragenes Linearführungs-
system*

Forschungstätigkeit

08/1996 – 02/1998 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Mechanik der Uni-
versität Hannover
03/1998 – 02/2004 Wissenschaftlicher Assistent am Institut für Mechanik der Uni-
versität Hannover