

Mehrgrößenregelung von Nanopositionier- und Nanomessmaschinen mit großen Bewegungsbereichen

**Dissertation
zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)**

vorgelegt der Fakultät für Informatik und Automatisierung
der Technischen Universität Ilmenau

von

Dipl.-Ing Stephan Zschäck
geboren am 6. Juni 1983 in Greiz

Gutachter:

1. Prof. Dr.-Ing. habil. Christoph Ament, Technische Universität Ilmenau
2. Prof. Dr.-Ing. habil. Eberhard Manske, Technische Universität Ilmenau
3. Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. Oliver Sawodny, Universität Stuttgart

vorgelegt am: 5. März 2015

verteidigt am: 31. Juli 2015

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2015000408

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Systemanalyse der Technischen Universität Ilmenau im Rahmen des Transferprojektes des Sonderforschungsbereiches 622 Nanopositionier- und Nanomessmaschinen.

Zum Gelingen einer solchen Arbeit bedarf es fortwährender Unterstützung durch Vorgesetzte, Kollegen, Freunde und vor allem Rückhalt und wiederholte Ermutigung durch die eigene Familie.

Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater, dem Leiter des Fachgebiets Systemanalyse an der Technischen Universität Ilmenau, Prof. Dr.-Ing. habil. Christoph Ament für die ausgezeichnete wissenschaftliche Betreuung dieser Arbeit.

Allen aktuellen und ehemaligen Mitarbeitern des Fachgebiets danke ich für die fruchtbare Zusammenarbeit. Hervorheben möchte ich aufgrund ihrer fachlichen und auch persönlichen Unterstützung Dr.-Ing. Steffen Büchner, Dr.-Ing. Tran Trung Nguyen, Dipl.-Ing. Andreas Meister sowie Frau Mandy Assinner. Besonders danken möchte ich meinem langjährigen Kollegen Dr.-Ing. Arvid Amthor, der wesentlich das motivierende Arbeitsklima geprägt hat und durch seine frühzeitige Unterstützung mich in meinem Promotionsvorhaben bestärkt hat. Des Weiteren gilt mein Dank den Projektmitarbeitern Dipl.-Inf. Johannes Klöckner und Dr.-Ing. Felix Balzer, die mit ihrer Arbeit wesentlich am Gelingen des Forschungsprojektes beteiligt waren.

Diese Arbeit wäre ohne die tatkräftige Hilfe von Studenten, im Rahmen von Abschluss- oder hilfswissenschaftlichen Arbeiten, nicht möglich gewesen. Auch dafür möchte ich mich an dieser Stelle bedanken.

Herzlich bedanke ich mich bei meiner Lebensgefährtin Yvonne, ohne ihr Verständnis und die unterstützende Motivation würde diese Arbeit in dieser Form nicht existieren. Bei meinen Eltern Ralf und Renate Zschäck bedanke ich mich für die uneingeschränkte Unterstützung und Förderung meines bisherigen Lebens- und Ausbildungsweges. Abschließend möchte ich allen Freunden und Bekannten, die mich während der letzten Jahre begleitet und unterstützt haben, Dank sagen.

Weißendorf, im März 2015

Stephan Zschäck

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Nanomesstechnik	2
1.2	Zielstellung der Arbeit	3
1.3	Aufbau der Arbeit	3
2	Nanopositionier- und Nanomessmaschinen	5
2.1	Grundprinzip	5
2.2	Stand der Technik	6
2.2.1	Nanomessmaschine NMM-1	6
2.2.2	High-Precision 3D CMM / Zeiss F25	7
2.2.3	Panasonic UA3P	8
2.2.4	Ultra Precision CMM	8
2.2.5	Isara 400	9
3	Experimentelle Aufbauten	11
3.1	Aufbau von NPMM mit großen Bewegungsbereichen	11
3.1.1	Sensorsystem	11
3.1.2	Antriebssystem	15
3.1.3	Wälzkörperführungen	16
3.2	Nanopositionier- und Nanomessmaschine 200	20
3.2.1	Mechanischer Aufbau	21
3.2.2	Sensorsystem	23
3.2.3	Antriebssystem	24
3.2.4	Signal- und Datenverarbeitungssystem	25
3.3	Zweiachsiger Demonstrator	29
4	Modellbildung NPMM 200	31
4.1	Sensorsystem	31
4.2	Antriebssystem	31
4.2.1	Dynamik des Antriebssystems	32
4.2.2	Kraft-Weg-Kennlinie der z-Aktoren	33
4.3	Mechanischer Aufbau	36
4.3.1	Theoretische Grundlagen	37
4.3.2	Modellierung der x-y-Plattform	41
4.3.3	Modellierung der z-Plattform	44
4.3.4	Mechanisches Gesamtmodell	49
4.3.5	Experimentelle Parameteridentifikation	52
4.4	Modellierung der Reibkraft	58
4.4.1	Stand der Technik	59
4.4.2	Verwendetes Reibmodell	70

4.4.3	Experimentelle Identifikation der Reibparameter	72
5	Regelungskonzepte	79
5.1	Stand der Technik	79
5.1.1	TU Ilmenau	79
5.1.2	KU Leuven	81
5.1.3	Universität Stuttgart	81
5.1.4	National Formosa University, Huawei	82
5.1.5	University of Michigan	82
5.1.6	ASML, Veldhoven	83
5.1.7	Zusammenfassung	83
5.2	PID-Regler	84
5.3	Entkopplungsregler	86
5.3.1	Relativer Grad	87
5.3.2	Reglerentwurf	88
5.3.3	Folgeregler	91
5.3.4	Integrale Ausgangsrückführung	91
5.4	Adaptiver Zustandsregler	93
5.4.1	Reibmodell	94
5.4.2	Reglerentwurf	95
5.4.3	Modelladaption	96
5.4.4	Störgrößenbeobachtung und -kompensation	98
5.5	Kompensationsregler	102
5.5.1	Direkte Systembeschreibung nichtlinearer Systeme	102
5.5.2	Nichtlineare Eingrößenregelung durch Kompensation	103
5.5.3	Regelung einer translatorischen Achse	104
5.5.4	Das Erweiterte Kalman-Filter	106
5.5.5	Störgrößenbeobachtung und -kompensation	108
5.6	Mehrgrößenregelung durch Kompensation und Entkopplung	109
5.6.1	Reglergleichungen	110
5.6.2	Regelung der NPMM 200	111
6	Leistungsfähigkeit der Regelungskonzepte	116
6.1	Untersuchte Trajektorien	116
6.2	Entkopplungsregler	119
6.3	Adaptiver Zustandsregler	120
6.4	Kompensationsregler	122
6.5	Mehrgrößenregelung durch Kompensation und Entkopplung	123
6.5.1	z-Plattform	124
6.5.2	Datenkorrektur	124
6.5.3	Bewegungen im Raum	126
6.6	Bewertung der Ergebnisse	128
7	Zusammenfassung und Ausblick	130
Anhang		133
A.1	Reibprüfstand	133

A.2	CAD Daten NPMM 200	134
A.2.1	Abstände der z-Aktoren von den Drehachsen	134
A.2.2	Hauptträgheitsmomente der z-Plattform	134
A.2.3	Befestigung z-Führung	135
A.3	Modellbildung	135
A.3.1	Identifikation Kraft–Strom–Kennlinie z-Aktoren	135
A.3.2	Einfluss der Führungsfehler auf die gemessenen Positionen	137
A.3.3	Position Drehpunkt	139
A.4	Leistungsbewertung	140
A.4.1	Entkopplungsregler – Demonstrator	140
A.4.2	Adaptiver Zustandsregler – Demonstrator	141
A.4.3	Kompensationsregler – Demonstrator	141
A.4.4	Kompensationsregler – Einzelachsen NPMM 200	143
A.4.5	Kompensationsregler – Gesamtkonzept NPMM 200	145
	Literaturverzeichnis	147

Abkürzungs- und Symbolverzeichnis

Abkürzungen

AKF	Autokollimationsfernrohr
CAD	Computer Aided Design
CMM	Coordinate Measuring Machine
DNLRX	Dynamic NonLinear Regression with direct application of eXcitation
EKF	Erweitertes Kalman-Filter
EIPI	Elasto-Plastisch
FIR	Finite Input Response
FPGA	Field Programmable Gate Array
GMS	Generalized-Maxwell-Slip
I++ DME	Inspection-plusplus Dimensional Measurement Equipment
IF	Interferometer
ILC	Iterative Learning Controller
IMMS	Institut für Mikroelektronik- und Mechatronik - Systeme gGmbH
KF	Kalman-Filter
LuGre	Lund-Grenoble
LWL	Lichtwellenleiter
MEMS	Mikro-Elektro-Mechanische-Systeme
MSD	Multi-State-Dahl
NEMS	Nano-Elektro-Mechanische-Systeme
NMM	Nanomessmaschine
NPMM	Nanopositionier- und Nanomessmaschine
NRMSE	Normalized Root Mean Square Error
POM	Polyoxymethylen
PTFE	Polytetrafluoräthylen
RLS	Recursive Least Squares
RMSE	Root Mean Square Error
RT	Real Time
SFB	Sonderforschungsbereich
SiNi	Siliziumnitrit
TU	Technische Universität

Symbole und Formelzeichen

$\dot{(\cdot)}$	Ableitung einer Größe nach der Zeit
$\hat{(\cdot)}$	Schätzung einer Größe
$(\cdot)'$	Größen im körpereigenen Koordinatensystem
$(\cdot)^*$	Größen in der direkten Systembeschreibung
$E\{\cdot\}$	Erwartungswert einer Größe
A	Systemmatrix der Zustandsraumdarstellung
A_d	Systemmatrix der diskreten Zustandsraumdarstellung
$a(\mathbf{x})$	Nichtlineare Zustandsüberföhrungsfunktion
a_{z0}, a_{z1}, a_{z2}	Abstand der z -Aktoren von der b -Achse
B	Eingangsmatrix der Zustandsraumdarstellung
B_d	Eingangsmatrix der diskreten Zustandsraumdarstellung
b_{z0}, b_{z1}, b_{z2}	Abstand der z -Aktoren von der a -Achse
b	Offset
c	Federsteifigkeit
C	Ausgangsmatrix der Zustandsraumdarstellung
c_a, c_b	Federsteifigkeit bei Drehung um die a -, b -Achse
C_d	Ausgangsmatrix der diskreten Zustandsraumdarstellung
C_i	Attraktionsparameter
\mathbf{c}_i^T	i -ter Zeilenvektor der Matrix C
$\mathbf{c}(\mathbf{x})$	Nichtlineare Ausgangsfunktion
d	Abstand, Dämpfung
D	Durchgangsmatrix der Zustandsraumdarstellung
d_a, d_b	Dämpfung bei Drehung um die a -, b -Achse
d_i	Federdämpfung
D_v	Intervallgrenze
e	Fehler, Regelfehler
e_{3D}	Dreidiimensionale Positionierabweichung
e_M	Modellfehler
f	Frequenz
$f(\cdot)$	Vektorfunktion
F, \mathbf{F}	Kraft
F_A, \mathbf{F}_A	Antriebskraft
F_{Ax}, F_{Ay}, F_{Az}	Antriebskraft in x -, y -, z -Richtung
F_C	Coulombkraft
F_H	Haftkraft
F_k	Partielle Ableitung der Vektorfunktion $f(\cdot)$ zum Zeitpunkt $t = kT$

F_N	Normalkraft
F_R, \mathbf{F}_R	Reibkraft
F_{Rx}, F_{Ry}, F_{Rz}	Reibkraft in x -, y -, z -Richtung
F_S	Störkraft
F_{x0}, F_{x1}	Antriebskraft des x_0 -, x_1 -Aktors
F_{y0}, F_{y1}	Antriebskraft des y_0 -, y_1 -Aktors
F_{z0}, F_{z1}, F_{z2}	Antriebskraft des z_0 -, z_1 -, z_2 -Aktors
$F_{ss}(v)$	Statische Reibkennlinie (Stribeck-Kurve)
g_j	Koeffizient eines FIR-Filters
$G(s)$	Übertragungsfunktion
$\mathbf{h}(\cdot)$	Vektorfunktion
h_1, h_2	Hilfsgrößen
i	Elektrischer Strom, Laufindex
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
i_{\max}	Maximalstrom
j	Laufindex, imaginäre Einheit
J	Gütefunktion
\mathbf{J}	Trägheitstensor
J_{xx}, J_{yy}, J_{zz}	Trägheitsmoment bei Rotation um die x -, y -, z -Achse
J_a, J_b, J_c	Hauptträgheitsmomente
J_{xy}, J_{xz}, J_{yz}	Deviationsmomente
k	Index zeitdiskreter Tastschritt
\mathbf{K}	Lineare Zustandsrückführung
K_D	Differentialverstärkung
$k_F, k_F(s)$	Kraftkonstante, Positionsabhängige Kraftempfindlichkeit
$\mathbf{k}_k, \mathbf{K}_k$	Kalman-Verstärkung
K_P	Proportionalverstärkung
k_i	Federsteifigkeit
K_I, \mathbf{K}_I	Integralverstärkung
k_V	Verstärkungsfaktor der Leistungselektronik
Δl	Längenänderung, -auflösung
\mathbf{L}	Drehimpuls
m	Masse, Anzahl
M	Anzahl von Reibelementen
\mathbf{M}	Drehmoment, Vorsteuerungsmatrix
M_A	Antriebsmoment
M_{Aa}, M_{Ab}	Antriebsmoment um die a -, b -Achse
M_{Ax}, M_{Ay}	Antriebsmoment um die x -, y -Achse

M_a, M_b, M_c	Drehmoment um die a -, b -, c -Achse
\mathbf{m}_k	Messwertvektor
m_x, m_y, m_z	Masse in x -, y -, z -Richtung
$\mathbf{m}(\mathbf{x})$	Nichtlineare Vorsteuerung
N	Anzahl
$N.$	Operator
n, n_s	Ordnungen von FIR-Filtern
\mathbf{p}	Impuls
\mathbf{P}_k	Kovarianzmatrix
p_i	Koeffizienten des Zählerpolynoms einer Übertragungsfunktion
q_i	Koeffizienten des Nennerpolynoms einer Übertragungsfunktion
\mathbf{Q}_k	Kovarianzmatrix des Prozessrauschens
\mathbf{R}_k	Kovarianzmatrix des Messwertrauschens
\mathbf{r}	Ortsvektor
r_i	Relativer Grad, Differenzenordnung
$\mathbf{r}(\mathbf{x})$	Nichtlineare Zustandsrückführung
s	Position, Laplace-Variable
s_1, s_2, s_3	Reelle Polstellen
s_i	Imaginärteil einer komplexen Polstelle
s_r	Realteil einer komplexen Polstelle
s_x, s_y, s_z	Positionen der x -, y -, z -Achse (IFM Koordinatensystem)
s'_x, s'_y, s'_z	Positionen der x -, y -, z -Achse (Koordinatensystem der Führungen)
$\Delta s_x, \Delta s_y$	Positionsänderung der x -, y -Position aufgrund einer Verkippung der z -Plattform
$\Delta s_{z1}, \Delta s_{z2}$	Positionsänderungen der z -Position aufgrund einer Verkippung der z -Plattform
t	Zeit
T	Tastzeit
T_{xy}, T_z	Zeitkonstante der Antriebseinheiten
\mathbf{T}	Transformationsmatrix
u, \mathbf{u}	Stellgröße
$u_e(t)$	Eingangsspannung
u_{\max}	Maximalspannung
v, \mathbf{v}	Geschwindigkeit
v_s	Stribeck-Geschwindigkeit
w, \mathbf{w}	Führungsgröße
$W(s)$	Laplace-transformierte Führungsgröße
\mathbf{x}	Zustandsvektor der Zustandsraumdarstellung

x_{z0}, x_{z1}, x_{z2}	Abstand der z -Aktoren von der y -Achse
y_{z0}, y_{z1}, y_{z2}	Abstand der z -Aktoren von der x -Achse
y, \mathbf{y}	Regelgröße, Ausgangsgröße
$Y(s)$	Laplace-transformierte Regelgröße
y_i	i -te Regelgröße
x_{si}, y_{si}, z_{si}	Abstand zwischen Schwerpunkt der z -Plattform und den Interferometerstrahlen
x_{sf}, y_{sf}, z_{sf}	Abstand zwischen Schwerpunkt der z -Plattform und den Spiegelflächen
x_{ab}, y_{ab}, z_{ab}	Abstand zwischen Schwerpunkt der z -Plattform und Abbepunkt
z, \mathbf{z}	Borstenauslenkung
z_{ba}	Losbrech-Auslenkung
z_i	Federauslenkung
z_{ss}	Maximale Borstenauslenkung
Z_i	Maximale Federauslenkung, Schwellwert der Federauslenkung
\mathbf{Z}	Schwellwertvektor
α	Winkel, Formparameter
α_i	Skalierungsfaktor
α_m	Übergangsfunktion zwischen elastischem und plastischen Bereich
β	Formparameter
γ	Konstante
$\Delta\alpha$	Winkeländerung, -auflösung
$\boldsymbol{\theta}$	Parametervektor
$\boldsymbol{\theta}_j$	Koeffizientenvektor eines FIR-Filters
λ	Wellenlänge, Vergessensrate
μ_G	Gleitreibungskoeffizient
μ_H	Haftreibungskoeffizient
ν	Laufindex
ν_k	Messwertrauschen
σ	Steifigkeit
σ_0	Federsteifigkeit einer Borste
σ_1	Dämpfungskonstante einer Borste
σ_2	Viskoser Reibkoeffizient
$\varphi, \boldsymbol{\varphi}$	Rotationswinkel
$\varphi_x, \varphi_y, \varphi_z$	Rotationswinkel um die körpereigene x -, y -, z -Achse
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Rotationswinkel um die körpereigene a -, b -, c -Achse
$\varphi_{xy}, \varphi_{xz}$	Verdrehung der x -Führung um die y -Achse bzw. z -Achse

$\varphi_{yx}, \varphi_{yz}$	Verdrehung der y -Führung um die x -Achse bzw. z -Achse
$\varphi_{xy}, \varphi_{xz}$	Verdrehung der z -Führung um die x -Achse bzw. y -Achse
ψ_x, ψ_y, ψ_z	Rotationswinkel um die globale x -, y -, z -Achse
$\omega, \boldsymbol{\omega}$	Winkelgeschwindigkeit
$\omega_a, \omega_b, \omega_c$	Winkelgeschwindigkeit um die a -, b -, c -Achse
$\boldsymbol{\omega}_k$	Prozessrauschen

Kurzfassung

Gegenstand der vorliegenden Dissertation ist die Entwicklung eines modellbasierten Regelungskonzeptes für wälzkörpergeführte mehrachsige Nanopositionier- und Nanomessmaschinen mit Bewegungsbereichen von mehreren hundert Millimetern. Das Ziel ist eine signifikante Reduzierung der dynamischen Regelfehler gegenüber bisherigen Ansätzen.

Aufgrund der Wälzkörperführungen wird das Systemverhalten besonders bei niedrigen Bewegungsgeschwindigkeiten durch nichtlineare Reibkräfte dominiert. Darüber hinaus hat eine Bewegung in einer Maschinenachse im Allgemeinen Auswirkungen auf die anderen Bewegungsachsen. Um die notwendigen Positioniergenauigkeiten zu erreichen, muss das Regelungssystem daher die Reibkraft effektiv kompensieren und gleichzeitig die Verkopplungen zwischen den Maschinenachsen explizit berücksichtigen. Das Zielsystem ist der Prototyp einer dreiachsigen Nanopositionier- und Nanomessmaschine mit einem Bewegungsbereich von $200 \times 200 \times 25 \text{ mm}^3$, welche an der Technischen Universität Ilmenau entwickelt wurde.

Ausgangspunkt des Regelungsentwurfes ist die Modellierung des Zielsystems. Besonderer Fokus liegt dabei auf der dynamischen Beschreibung der Reibkraft. Dazu wird ein physikalisch motivierter Ansatz verwendet und zu einem Reibmodell mit mehreren Zustandsgrößen weiterentwickelt. Für die Einzelachsen werden zunächst ein adaptiver Zustandsregler sowie ein nichtlinearer Kompensationsregler, mit dem Ziel einer effektiven Reibkraftkompensation, entworfen. Die Reibparameter des adaptiven Zustandsreglers werden mittels rekursiver Regression nachgeführt, während beim Kompensationsregler die unbekannt Zustände durch ein erweitertes Kalman-Filter geschätzt werden. Die experimentellen Untersuchungen bezüglich der beiden Regler zeigen deutlich die Überlegenheit des Kompensationsreglers gegenüber dem adaptiven Zustandsregler.

Um zusätzlich zur Reibkraftkompensation eine Entkopplung der Bewegungsachsen zu erreichen, wird der nichtlineare Kompensationsregler mit dem Konzept eines Entkopplungsreglers kombiniert. Die Leistungsfähigkeit dieser Mehrgrößenregelung wird abschließend am Zielsystem untersucht. Es zeigt sich, dass sowohl für Bewegungen entlang einer Achse als auch für Bewegungen im Raum Positionierabweichungen erzielt werden, die bisher mit wälzkörpergeführten Messsysteme nicht erreicht wurden.

Abstract

The subject of the present thesis is the development of a model-based control method for multi-axis nanopositioning and nano-measuring machines with large moving ranges up to several hundred millimeters. The thesis focuses on measuring machines which are guided by ball bearings. The goal of the developed control concept is a significant reduction of the tracking errors compared to existing methods.

Due to the ball bearings the system behavior is dominated by nonlinear friction especially at low speeds of movement. In addition, movement in one machine axis affects also the other axes. To achieve the necessary positioning accuracy, the control system has to compensate the friction force effectively and the couplings between the machine axes must be taken into account explicitly at the same time.

The target system is a prototype of a three-axis nano-positioning machine with a moving range of $200 \times 200 \times 25 \text{ mm}^3$, which was developed at the Ilmenau University of Technology.

The starting point of the controller design is a detailed modeling of the target system. Special focus is given to the description of the dynamic friction force. A friction model with multiple state variables based on a physically motivated approach is developed.

An adaptive state-space controller as well as a nonlinear compensation controller is initially designed for a single axis with the aim of effective friction force compensation. The friction parameters of the adaptive state-space controller are updated online using the recursive least squares algorithm. While the compensation controller uses an extended Kalman filter to estimate the unknown friction states. The experimental investigations of both methods show clearly the superiority of the compensation controller against the adaptive state-space controller.

To achieve simultaneous compensation of the friction force and the couplings, the nonlinear compensation controller is combined with the concept of a decoupling controller. The performance of this multi-variable control concept is finally investigated on the target system. Significant reduction in the dynamic control error is achieved for both, movements along one axis as well as movements in three dimensions.

1 Einleitung

In der jüngeren Vergangenheit haben sich in vielen Wissenschafts- und Technologiebereichen die Abmessungen der funktionell relevanten Strukturen von mehreren Mikrometern in den Bereich von wenigen hundert Nanometern verschoben. So sind Mikro-Elektro-Mechanische-Systeme (MEMS) und Nano-Elektro-Mechanische-Systeme (NEMS) seit Jahren Gegenstand weltweiter intensiver Forschungs- und Entwicklungsarbeit [74, 114]. Dabei wird versucht, auf kleinsten Abmessungen mechanische und elektronische Bauelemente miteinander zu kombinieren. Die Bandbreite dieser Systeme reicht von Sensoren mit integrierter Signalverarbeitung über Mikroventile und Mikropumpen bis hin zu komplexeren Strukturen wie bewegliche Mikrospiegel [109].

Auch die Digitalisierung aller Lebensbereiche, welche in den vergangenen Jahren mit enormer Geschwindigkeit vorangeschritten ist, lebt von der anhaltenden Miniaturisierung technischer Prozesse. Die Integrationsdichte von Mikroprozessoren steigt immer weiter an. Im Jahr 1993 enthielt der Pentium Prozessor von Intel 3,1 Millionen Transistoren und wurde mit einer Strukturbreite von $0,8\ \mu\text{m}$ gefertigt. Die aktuelle vierte Generation der Intel Core i7 Prozessoren besitzt eine Strukturbreite von 22 nm und vereint 1,4 Milliarden Transistoren auf einer Fläche von $177\ \text{mm}^2$ [52]. Eine solche Leistungssteigerung ist nur mit einer entsprechenden Verbesserung der Produktionsprozesse und -technologien möglich. Zwischen 1994 und 2011 hat sich der Durchmesser der Wafer von 200 mm auf 300 mm erhöht. Gleichzeitig hat sich die minimale Strukturgröße von 350 nm auf 20 nm verringert. Darüber hinaus hat sich während dieser Zeit der Durchsatz von lithographischen Steppern und Scannern¹ von 60 auf 175 Stück pro Stunde erhöht [19].

In der Medizin hat die Nanotechnologie ebenfalls einen hohen Stellenwert erreicht. Biologische Systeme, welche in der Medizintechnik und der Pharmaindustrie untersucht werden, wie die Bausteine der DNS oder Viren und Proteine, sind meist nur wenige Nanometer groß. Mit Hilfe der Nanotechnologie werden bereits heute Medikamente hergestellt, die Nanopartikel enthalten. Diese ermöglichen beispielsweise Krebszellen sehr gezielt und punktgenau anzugreifen. Des Weiteren werden Nanopartikel auch zum Transport von Wirkstoffen eingesetzt [17]. Die Nanotechnologie ist auch Bestandteil hoch genauer Messsysteme für bildge-

¹Diese Geräte werden eingesetzt um ein Abbild der Strukturen in der Photomaske auf der photosensitiven Schicht des Wafers zu erzeugen. Damit bilden diese Geräte den Kern des Lithographieprozesses und stellen somit eine Schlüsseltechnologie im Produktionsprozess von integrierten Schaltkreisen dar.

bende Untersuchungsverfahren. Darüber hinaus existieren zahllose weitere aktuelle und vor allem künftige Anwendungen der Nanotechnologie im Gesundheitswesen [30].

Die dargestellten Errungenschaften sind ohne Messsysteme, mit denen die untersuchten Strukturen charakterisiert werden können, nicht zu erreichen. Entsprechend ist in den vergangenen Jahren auch die Entwicklung geeigneter Mikro- und Nanomesstechnik vorangetrieben worden. Diese findet Einsatz im Rahmen der Qualitätssicherung zur stetigen Überwachung und Verbesserung von Produktionsprozessen sowie in der Erforschung und der Entwicklung neuartiger Anwendungsmöglichkeiten.

1.1 Nanomesstechnik

Die ersten Messgeräte, mit denen Strukturen im Nanometerbereich gemessen werden konnten, waren Rastersondenmikroskope. Mit diesen Messsystemen können Auflösungen von unter einem Nanometer erreicht werden, jedoch verfügen sie über einen vergleichsweise kleinen Messbereich von wenigen $100 \mu\text{m}^3$. Aufgrund der wachsenden Bedeutung der Nanotechnologie in sämtlichen Wissenschaftsbereichen steigt der Bedarf an hochgenauen Geräten zur Vermessung dreidimensionaler Objekte mit makroskopischen Abmessungen.

Durch die Vielzahl der Messaufgaben wurden in den letzten Jahren verschiedene hochspezialisierte Messgeräte entwickelt [25]. Vorreiter auf diesem Gebiet ist wiederum die Halbleiterindustrie. In den bereits erwähnten lithographischen Scannern wird sowohl die Position des Wafers, als auch die der Photomaske nanometergenau gemessen und geregelt. Darüber hinaus gibt es verschiedene Messgeräte, welche im Produktionsprozess von Photomasken zur Qualitätssicherung eingesetzt werden [96, 46, 34]. Dabei werden sowohl einzelne Teststrukturen als auch die gesamte Photomaske mit optischen Sensoren vermessen. Die Reproduzierbarkeit dieser Messgeräte wird mit $<2 \text{ nm}$ angegeben.

Die Entwicklung von taktilen Messgeräten mit einer Auflösung im Nanometerbereich und einem Messbereich von mehreren hundert Millimetern erfolgte entweder durch die Vergrößerung des Messbereiches von Rastersondenmikroskopen oder durch die Reduzierung der Auflösung bei klassischen Koordinatenmessmaschinen. Nanopositionier- und Nanomessmaschinen (NPMs) schließen in Bezug auf Messbereich und Auflösung die Lücke zwischen Rastersondenmikroskopen und Koordinatenmessmaschinen. Im Unterschied zu den vielen kommerziellen Messgeräten für spezielle Messaufgaben sind NPMs mit verschiedenen taktilen und optischen Tastköpfen ausrüstbar und decken somit eine Vielzahl von Messaufgaben ab.

Von 2002 bis 2013 arbeitete an der Technischen Universität (TU) Ilmenau ein Sonderforschungsbereich (SFB), welcher sich im Rahmen breit angelegter Grundlagenforschung mit Nanopositionier- und Nanomessmaschinen beschäftigte. Diese Forschungsaktivitäten führ-

ten zu einer Führungsposition der TU Ilmenau im Bereich der Nanomesstechnik, welche mehrfach von der Deutschen Forschungsgemeinschaft bestätigt wurde [107, 26].

1.2 Zielstellung der Arbeit

In dieser Arbeit wird eine Folgeregelung für eine wälzkörpergeführte Messmaschine entwickelt, welche in der Lage ist Objekte mit einer Ausdehnung von mehreren hundert Millimetern mit einer Auflösung im Subnanometerbereich dreidimensional zu vermessen. Dies erfolgt am Beispiel einer NPMM mit einem Bewegungsbereich von $200 \times 200 \times 25 \text{ mm}^3$ (NPMM 200). Schwerpunkte sind dabei die Kompensation der nichtlinearen Reibkraft welche in den Führungen auftritt, sowie eine explizite Berücksichtigung und Kompensation der gegenseitigen Einflüsse, sogenannter Verkopplungen, aller drei Bewegungsachsen. Unter diesen Rahmenbedingungen werden verschiedene Regelungskonzepte entwickelt und anhand experimenteller Untersuchungen verglichen. Diese Untersuchungen werden an zwei Aufbauten durchgeführt. Zum einen an dem Zielsystem dieser Arbeit, der NPMM 200, zum anderen an einen Aufbau mit zwei Achsen und einem Bewegungsbereich von $200 \times 200 \text{ mm}^2$, welcher hier als zweiachsiger Demonstrator bezeichnet wird. Da dieser Demonstrator am Fachgebiet Systemanalyse aufgebaut wurde, werden die meisten Voruntersuchungen an diesem System durchgeführt. Mit den entwickelten Regelungskonzepten soll eine verbesserte Positioniergenauigkeit im Stand aber auch besonders während einer Bewegung erreicht werden.

1.3 Aufbau der Arbeit

Die vorliegende Dissertationsschrift gliedert sich in sieben Kapitel. Nach der Einleitung wird im zweiten Kapitel zunächst ein Überblick über Nanopositionier- und Nanomessmaschinen gegeben. Dieser umfasst eine Gegenüberstellung der relevanten kommerziellen Messmaschinen sowie die Beschreibung des prinzipiellen Aufbaus der an der TU Ilmenau entwickelten Varianten. Der mechanische Aufbau sowie die Steuerungssysteme der beiden experimentellen Aufbauten werden im dritten Kapitel erläutert. Im folgenden vierten Kapitel wird die Modellierung des dynamischen Verhaltens der NPMM 200 durchgeführt. Die in den Wälzkörperführungen auftretende Reibung wirkt sich bei geringen Geschwindigkeiten besonders negativ auf die Positioniergenauigkeit aus. Aus diesem Grund wird zunächst ein Überblick über verschiedene dynamische Reibmodelle gegeben. Darauf aufbauend erfolgt die Identifikation eines für die konkreten Anforderungen angepassten Reibmodells. Die Herleitung der entwickelten modellbasierten Regelungskonzepte erfolgt im fünften Kapitel. Auch hier wird zunächst ein Überblick über den Stand der Technik vermittelt. Daran anknüpfend wird im sechsten Kapitel die Leistungsfähigkeit der verschiedenen entwickelten Konzepte anhand

von experimentellen Untersuchungen bestimmt. Die Arbeit wird im letzten Kapitel durch eine Zusammenfassung abgeschlossen. Darüber hinaus wird ein Überblick über mögliche Perspektiven für eine Fortführung der Forschungsarbeiten gegeben.

2 Nanopositionier- und Nanomessmaschinen

Nanopositionier- und Nanomessmaschinen sind Geräte, die zur Messung und Manipulation von Strukturen und Oberflächeneigenschaften im Mikro- bis Nanometerbereich eingesetzt werden. Die Messobjekte selbst können dagegen Ausdehnungen von mehreren hundert Millimetern besitzen.

Für Messungen an mikroskopischen Objekten existieren verschiedene Messgeräte, beispielsweise Koordinatenmessgeräte, Tastschnittgeräte bzw. Profilometer, Rastertunnel- und Rasterkraftmikroskope. Diese Messgeräte unterscheiden sich sehr stark in Aufbau und Funktionsweise. Ein sehr guter Überblick über die verschiedenen Kategorien sowie einzelne Messgeräte wird in [43] gegeben. Nanopositionier- und Nanomessmaschinen sind im Gegensatz zu den genannten Geräten universelle Messgeräte, die eine dreidimensionale Positionierung sowie eine Messung der Position mit Nanometerpräzision realisieren. Sie werden oft auch als hochpräzise Koordinatenmessmaschinen bezeichnet. Der Unterschied zu konventionellen Koordinatenmessmaschinen liegt im metrologischen Aufbau. Dieser muss für die angestrebte Präzision speziellen Anforderungen genügen. Durch die mögliche Integration verschiedenster Antastsysteme sowie Manipulationswerkzeuge existiert ein breites Anwendungsspektrum für derartige Maschinen.

Im nachfolgenden Abschnitt wird zunächst das Grundprinzip von NPMMs beschrieben. Anschließend wird ein Überblick über internationale Forschungen auf diesem Gebiet sowie kommerziell erhältliche Maschinen gegeben. Der Schwerpunkt liegt entsprechend dem Fokus dieser Arbeit auf Maschinen mit einem großen Bewegungsbereich. Daher wurden in diese Übersicht, abgesehen von der NMM-1, nur Maschinen mit einem planarem Messvolumen ab ca. $100 \times 100 \text{ mm}^2$ aufgenommen.

2.1 Grundprinzip

Damit die herausragende Präzision von NPMMs erreicht werden kann, orientiert sich der Aufbau immer an dem sogenannten *Abbe'schen Komparatorprinzip*. Dieses Prinzip wurde 1890 von Ernst Abbe aufgestellt [1]. Demnach können bei Längenmessungen Messfehler erster Ordnung vermieden werden, wenn die Anordnung von Messobjekt und Maßverkörper-

nung fluchtend hintereinander erfolgt. Bei gewöhnlichen Koordinatenmessgeräten wird das Abbe-Prinzip meist nur in der z -Achse eingehalten. In Abbildung 2.1 ist das Messprinzip der NMM-1 dargestellt. Bei dieser Anordnung der Messsysteme wird das Abbe'sche Komparatorprinzip in allen drei Achsen und über den gesamten Arbeitsbereich hinweg eingehalten. Die Messsysteme sind so angeordnet, dass sich die Messstrahlen aller drei Interferometer mit der Spitze des Antastsensors in einem Punkt schneiden.

Das Messobjekt (nicht in der Abbildung dargestellt) befindet sich auf der Spiegelecke und wird mit dieser unter dem ortsfesten Tastsensor positioniert. Alle Messsysteme sind an einem metrologischen Rahmen befestigt. Dieser wird aus Materialien mit einem möglichst geringen thermischen Ausdehnungskoeffizienten gefertigt. Somit wird gewährleistet, dass die relativen Positionen der Messsysteme zueinander weitgehend konstant sind.

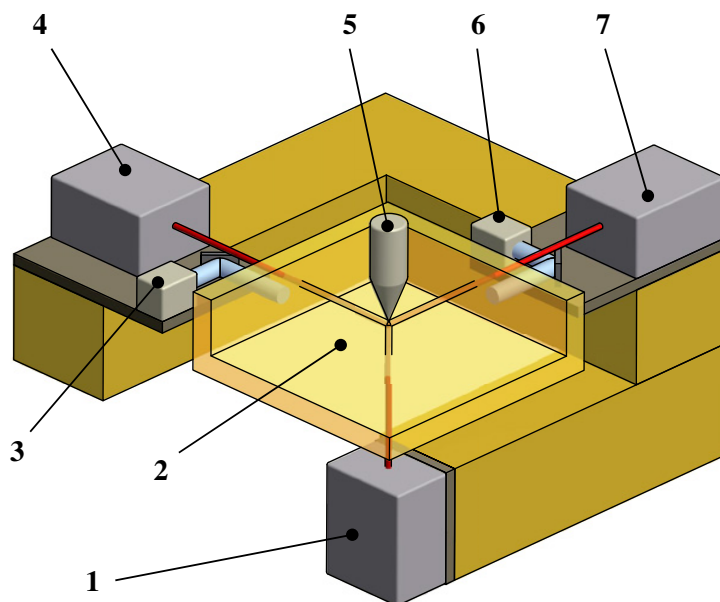


Abbildung 2.1: Anordnung der Messsysteme der NMM-1 unter Einhaltung des Abbe'schen Komparatorprinzips

- 1 z -Interferometer,
- 2 Spiegelecke,
- 3 Winkelsensor (φ_x, φ_z),
- 4 y -Interferometer,
- 5 Tastsensor,
- 6 Winkelsensor (φ_y, φ_z),
- 7 x -Interferometer

2.2 Stand der Technik

In diesem Abschnitt wird anhand ausgewählter Messgeräte der Stand der Technik auf dem Gebiet der Nanopositionier- und Nanomessmaschinen beschrieben. Da der Übergang zwischen den Geräteklassen fließend ist, können einige Messgeräte beispielsweise auch bei den Koordinatenmessmaschinen eingeordnet werden.

2.2.1 Nanomessmaschine NMM-1

Die in Abbildung 2.2 dargestellte NMM-1 wurde an der TU Ilmenau zwischen 1998 und 2000 im Rahmen verschiedener Verbundprojekte entwickelt. Federführend war dabei das

Institut für Prozessmess- und Sensortechnik. Der Aufbau und die Funktionsweise des Prototypen werden detailliert in [42] beschrieben. Seit diesen Prototypen wurde die NMM-1 stetig weiterentwickelt. Die Maschine ist kommerziell erhältlich und wird durch die SIOS Meßtechnik GmbH gefertigt und vertrieben [101].

Die NMM-1 besitzt einen Messbereich von $25 \times 25 \times 5 \text{ mm}^3$ und eine Positionsauflösung von 0,1 nm. Das Messobjekt liegt auf einer beweglichen Spiegelecke aus Zerodur® [95]. Die Position der Spiegelecke wird durch drei Laserinterferometer erfasst und die Winkellage wird mittels Winkelsensoren gemessen. Alle Messsysteme sind an einem metrologischen Rahmen aus Zerodur® befestigt. Die Positionierung sowie Ausregelung der Roll- und Nickwinkelfehler erfolgt durch Tauchspulenantriebe. Die Spiegelecke ist auf einem dreiachsigen Führungssystem befestigt. Dabei handelt es sich um kommerziell erhältliche Führungssysteme, basierend auf Wälzkörpern. Die Messunsicherheit der NMM-1 wird mit ca. 3 nm angegeben [55]. Damit ist die NMM-1 weltweit führend im Bereich Messauflösung und Präzision, verbunden mit einem für diese Genauigkeit sehr großen Messbereich. Als Antastsysteme können sowohl optische (Laserfokussensor, Weißlichtinterferometer) als auch taktile Sensoren (Rastersonden- und Rasterkraftmikroskope, 3D-Mikrotaster) eingesetzt werden [101].

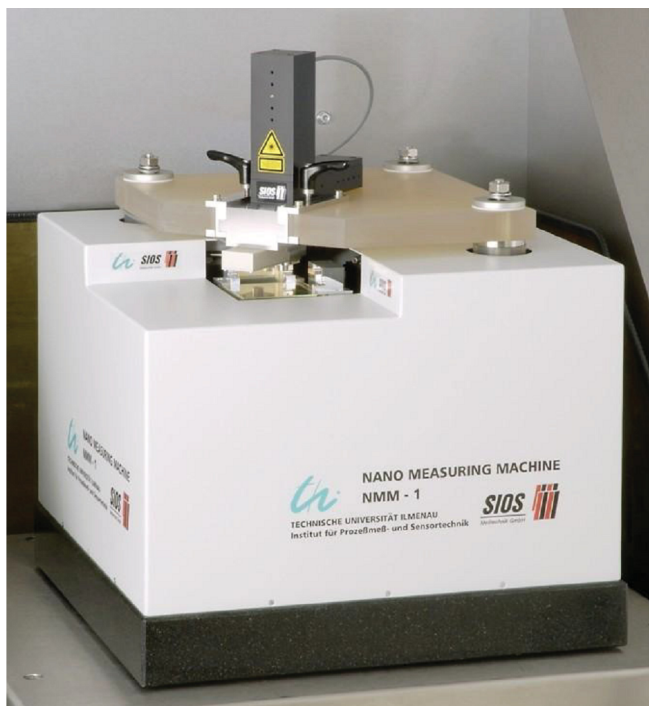


Abbildung 2.2:
Nanomessmaschine-1 (NMM-1) [101]

2.2.2 High-Precision 3D CMM / Zeiss F25

Mit der High Precision 3D CMM wurde an der Technischen Universität Eindhoven im Rahmen einer Promotion eine Präzisionskinematik entwickelt [108, 97]. Die Firma Carl Zeiss Industrielle Messtechnik nutzte diese Kinematik zur Entwicklung des hochpräzisen Koordinatenmessgerätes F25, welches erstmals 2004 vorgestellt wurde. Der Einsatzbereich dieser Ma-

schine ist die Messung von Komponenten der Mikrosystemtechnik. Der Messbereich beträgt je nach verwendetem Tastsystem zwischen $135 \times 135 \times 100 \text{ mm}^3$ und $100 \times 100 \times 100 \text{ mm}^3$. Als Positionsmesssysteme werden in allen drei Achsen Glasmaßstäbe mit einer Längenauflösung von 7,8 nm eingesetzt [22]. Die Messsysteme sind so angeordnet, dass das Abbe'sche Komparatorprinzip eingehalten wird. Die Messunsicherheit wird mit 250 nm angegeben [97]. Als Antriebssystem werden Linearmotoren eingesetzt. Die Führungen aller Achsen werden durch Luftlager realisiert. Eine explizite Winkelregelung wird nicht durchgeführt. Als Tastsystem kann ein taktile oder ein optischer Sensor verwendet werden. Es ist ebenfalls eine Kombination beider Sensoren möglich. Für den taktilen 3D-Mikrotaster auf Basis einer Silizium Chip Membran wird eine Auflösung von 1 nm und eine Antastkraft von $<0,5 \text{ mN}/\mu\text{m}$ angegeben. Die maximale Messobjektmasse beträgt 5 kg und die maximale Verfahrgeschwindigkeit wird mit 20 mm/s in jeder Achse angegeben.

2.2.3 Panasonic UA3P

Die Firma Panasonic vertreibt Messgeräte unter dem Namen Ultrahigh Accurate 3-D Profilometer (UA3P). Diese werden eingesetzt, um Oberflächentopographien verschiedener optischer Baugruppen zu vermessen, insbesondere sphärische sowie asphärische Linsen und Freiformoptiken. Der maximale Messbereich der auf der Website des Herstellers gelisteten Varianten beträgt $200 \times 200 \times 45 \text{ mm}^3$ (UA3P-5) [80]. Darüber hinaus wurde auch eine Variante mit einem Messbereich von $400 \times 400 \times 90 \text{ mm}^3$ angekündigt [106]. Die Position des Messobjektes wird mit stabilisierten He-Ne-Laserinterferometern gemessen, allerdings befindet sich das Messobjekt nicht auf einer Spiegelecke. Die Messstrahlen der beweglichen Interferometer messen nach außen auf drei einzelne ortsfeste Spiegel. Werden die Strahlen nach innen verlängert, so schneiden sie sich mit dem Tastsystem in einem Punkt. Somit wird die Einhaltung des Abbeprinzips gewährleistet. Als Tastsystem wird ein taktile Sensor eingesetzt, welcher auf der Messung atomarer Kräfte basiert (Atomic Force Probe). Die Auslenkung des Tasters wird mit dem z-Interferometer gemessen. Die maximale Messgeschwindigkeit wird mit 10 mm/s und die Reproduzierbarkeit mit 50 nm angegeben.

2.2.4 Ultra Precision CMM

Im Jahr 2001 wurde am Philips Centre for Industrial Technology in Eindhoven der Prototyp einer Ultra Precision Coordinate Measuring Machine (CMM) vorgestellt [89]. Diese Maschine ist ähnlich aufgebaut wie die NMM-1. Das Messobjekt befindet sich auf einer beweglichen Spiegelecke, deren Position mit Laserinterferometern gemessen wird. Der Messbereich beträgt $100 \times 100 \times 40 \text{ mm}^3$ und die dreidimensionale Messunsicherheit wird mit 27 nm angegeben [90]. Die Spiegelecke wird durch ein System aus Luftlagern geführt, welche auf Vakuum vorgespannt sind. Angetrieben wird das System in allen drei Achsen durch Tauch-

spulenantriebe. Eine Messung und Ausregelung von Winkelfehlern ist bei diesem Messgerät nicht vorgesehen. Diesen Prototyp erwarb das Eidgenössische Institut für Metrologie (METAS) in der Schweiz und rüstete ihn mit einem selbst entwickelten Tastkopf und einer neuen Steuerung aus [75] (vgl. Abb. 2.3). Der Arbeitsbereich wird nur noch mit $90 \times 90 \times 38 \text{ mm}^3$ angegeben und die Messunsicherheit im gesamten Arbeitsvolumen unter Berücksichtigung der Unsicherheit des Positioniertisches, der Wiederholbarkeit der Antastung sowie des Formfehlers der Tastkugel beträgt ca. 80 nm.

Von der Firma IBS Precision Engineering in Eindhoven wurde eine weiterentwickelte Maschine dieses Typs unter dem Namen ISARA kommerziell vertrieben.

2.2.5 Isara 400

Im Jahr 2009 stellte IBS Precision Engineering einen weiterentwickelten Nachfolger der Isara vor [102] (vgl. Abb. 2.4). Die Isara 400 genannte Maschine besitzt einen Messbereich von $400 \times 400 \times 100 \text{ mm}^3$. Durch den sehr großen Bewegungsbereich können besonders große Objekte gemessen werden. Damit die hohe Masse dieser Objekte nicht vertikal bewegt werden muss, wird die Spiegelecke nur in der xy -Ebene verfahren. Diese xy -Plattform ist auf aerostatischen Führungen gelagert. Die Bewegung in z -Richtung erfolgt nicht wie bisher durch die Spiegelecke, sondern es wird der komplette metrologische Rahmen inklusive der Messsysteme in der Höhe positioniert. Dabei kommen ebenfalls aerostatische Führungen zum Einsatz. Der metrologische Rahmen besteht aus Siliziumcarbid. Als Antriebe werden für alle Achsen Linearmotoren eingesetzt. Auch bei der Isara 400 werden die Lagewinkel

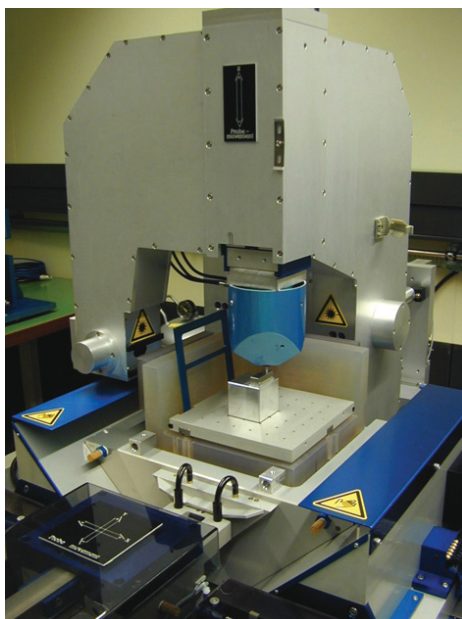


Abbildung 2.3: Ultra Precision CMM (METAS) [65]



Abbildung 2.4: Isara 400 von IBS Precision Engineering [29]

nicht gemessen und somit nicht aktiv geregelt. Die Laserinterferometer besitzen eine Auflösung von 1,6 nm. Die Positioniergenauigkeit wird mit kleiner 0,5 μm für den Stillstand und mit kleiner 10 μm bei einer Geschwindigkeit von 1 mm/s angegeben. Die Messunsicherheit für eine Achse beträgt circa 50 nm und für alle drei Achsen circa 100 nm [49]. Am 8. November 2011 wurde die erste Isara 400 an einen Kunden ausgeliefert [50]. Dabei handelt es sich um das Leibniz-Institut für Oberflächenmodifizierung in Leipzig.

3 Experimentelle Aufbauten

In der vorliegenden Arbeit werden verschiedene Ansätze für eine Mehrgrößenregelung einer NPMM vorgestellt. Das Zielsystem ist dabei die im Transferprojekt des SFB 622 entwickelte NPMM 200, deren Aufbau detailliert in Abschnitt 3.2 erläutert wird. Neben diesen Prototypen steht auch ein zweiachsiger Demonstrator (vgl. Abschnitt 3.3) einer NPMM für experimentelle Untersuchungen zur Verfügung. Dieser Demonstrator war Bestandteil des Teilprojekts C6 des SFB 622, welches vom Fachgebiet Systemanalyse bearbeitet wurde. In den folgenden Abschnitten werden zunächst Maschinenkomponenten beschrieben, die in beiden Systemen zum Einsatz kommen. Anschließend erfolgt die Vorstellung der konkreten Geräte.

3.1 Aufbau von NPMM mit großen Bewegungsbereichen

An der TU Ilmenau wurden im Rahmen des SFB 622 in den letzten Jahren die Grundlagen zur Realisierung einer NPMM mit einem Bewegungsbereich von mehreren hundert Millimetern entwickelt. Eine weitere Anforderung an dieses hochpräzise Messgerät war ein möglicher Einsatz im technischen Vakuum (1 mbar). Somit kann der Einfluss der Umgebungsbedingungen auf die erreichbare Messgenauigkeit weiter minimiert werden. Diese Zielstellung ist weltweit einzigartig.

Da im Vakuum der Einsatz von Luftlagern prinzipbedingt schwierig ist, werden für die Lagerung der einzelnen Achsen Wälzkörperführungen verwendet. Es gab in den letzten Jahren auch Untersuchungen zu abgedichteten aerostatische Führungen, diese wurden jedoch noch nicht in kommerziellen Systemen verwendet [91]. In den nachfolgenden Abschnitten werden die Komponenten des an der TU Ilmenau entwickelten Konzeptes für NPMMs mit großem Bewegungsbereich beschrieben. Aus regelungstechnischer Sicht sind besonders die Baugruppen Sensorsystem, Antriebssystem und Führungssystem von Interesse.

3.1.1 Sensorsystem

Es werden sowohl die Positionen als auch die Winkel der Spiegelecke in allen drei Achsen gemessen. Dafür sind Längen- und Winkelmesssysteme erforderlich. Da die verwendeten Messsysteme zum Teil nur relative Änderungen erfassen können, werden darüber hinaus

Referenzsensoren eingesetzt, um die Initialposition der Spiegelecke zu bestimmen. Diese unterscheiden sich signifikant je nach Messgerät und werden deshalb erst in den nächsten Abschnitten anhand der konkreten Aufbauten erläutert.

Polarisationsoptisches Homodyninterferometer

Die Grundlage von Nanomess- und Positioniermaschinen ist eine hochpräzise Längenmessung mittels Laserinterferometer. Die verwendeten Interferometer (IF) wurden vom Institut für Prozessmess- und Sensortechnik der TU Ilmenau in Kooperation mit der SIOS Meßtechnik GmbH entwickelt. Es handelt sich dabei um polarisationsoptische Homodyninterferometer. Diese bestehen aus einer Versorgungs- und Auswerteeinheit sowie einem Sensorkopf. In der Versorgungseinheit befindet sich ein frequenzstabilisierter He-Ne-Gaslaser mit einer Wellenlänge von circa 632,8 nm. Für den Laser wird eine Frequenzstabilität von 2×10^{-8} [100] garantiert. Durch die räumliche Trennung von Sensorkopf und Lasereinheit wird ein zusätzlicher Wärmeeintrag in Maschinennähe verhindert. Der prinzipielle Aufbau des Sensorkopfes ist in Abbildung 3.1 dargestellt.

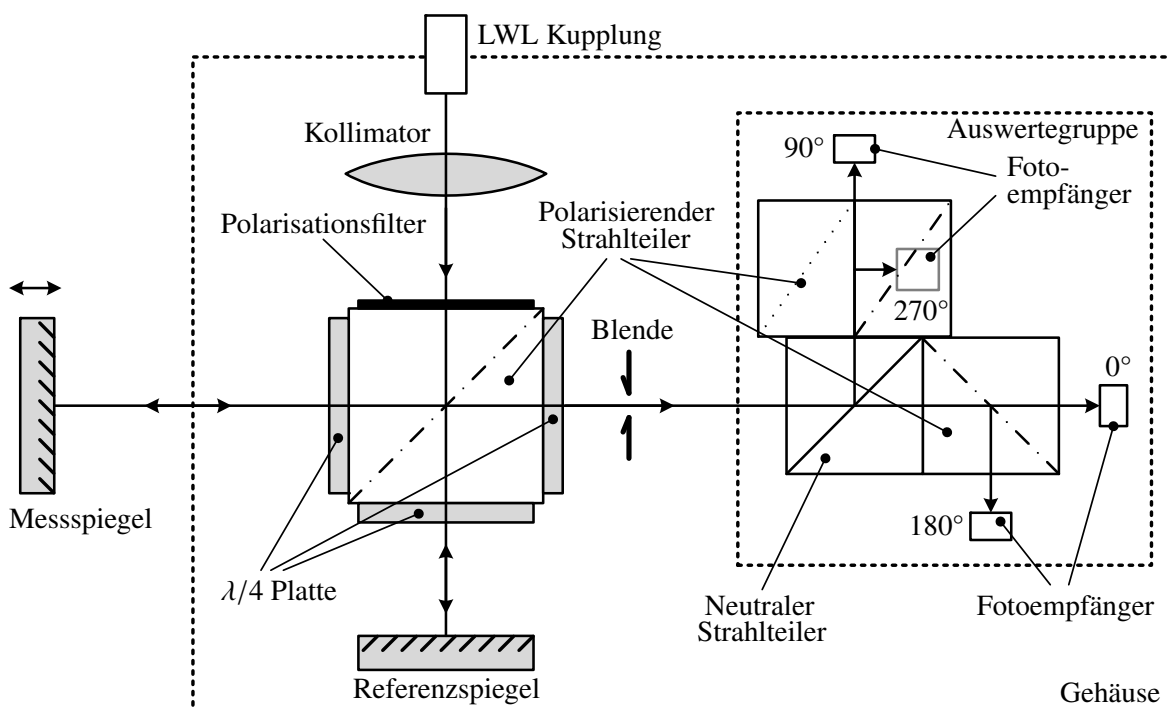


Abbildung 3.1: Schematischer Aufbau eines Polarisationsoptischen Homodyninterferometers

Das linearpolarisierte Laserlicht wird dem Sensorkopf über einen Lichtwellenleiter (LWL) zugeführt. Es trifft dort auf einen Polarisationsfilter und einen polarisierenden Strahlteiler. Durch die Kombination der beiden optischen Bauelemente wird sichergestellt, dass die gleiche Lichtintensität zum Messspiegel und zum Referenzspiegel geleitet wird. Beide Lichtbündel durchlaufen nach dem Teilerwürfel je eine $\lambda/4$ -Platte, welche die lineare Polarisation

in eine zirkulare Polarisierung ändert. Durch Reflexion der Strahlen am Mess- bzw. Referenzspiegel ändert sich der Drehsinn der zirkularen Polarisierung. Nach dem wiederholten Durchlauf der $\lambda/4$ -Platte ist der Messstrahl derart polarisiert, dass er vollständig die Teilerschicht passieren kann. Der Referenzstrahl wird demgegenüber komplett an der Teilerschicht reflektiert. Vor der letzten $\lambda/4$ -Platte überlagern sich zwei orthogonal zueinander linear polarisierte Strahlen die allerdings nicht interferenzfähig sind [31]. Erst durch die $\lambda/4$ -Platte entstehen wieder zwei zirkular polarisierte Strahlen die miteinander interferieren. An dieser Stelle existiert demnach nur noch ein linear polarisierter Strahl, dessen Polarisationsrichtung vom Gangunterschied zwischen Messstrahl und Referenzstrahl abhängt und somit die gemessene Längsinformation enthält. Nach einer Blende gelangt der Strahl in die Auswertebaugruppe, in welcher die Polarisationsrichtung in ein elektrisch erfassbares Positionssignal umgewandelt wird.

Diese Baugruppe umfasst einen neutralen Strahlteiler, zwei polarisierende Strahlteiler sowie vier Fotodioden. Die Bauelemente sind so angeordnet, dass an den Dioden vier um jeweils 90° phasenverschobene Sinussignale anliegen. Der Strahlteiler, der die 90° und 270° Signale erzeugt, ist um 45° gedreht. Die Phase jedes Signals repräsentiert die Polarisationsrichtung des Interferenzstrahles und damit die Längsinformation. In der Auswerteeinheit werden die um jeweils 180° zueinander verschobenen Signale voneinander subtrahiert. Durch diese Differenzbildung werden Störeinflüsse wie beispielsweise Umgebungslicht eliminiert. Die Differenzsignale werden in einem Reglermodul in ihrer Amplitude und im Offset korrigiert, sie besitzen zueinander eine Phasenverschiebung von 90° . Werden beide Signale grafisch gegeneinander dargestellt, so entsteht eine kreisförmige Lissajou-Figur. Ein kompletter Kreis entspricht dabei einer Wegänderung des Messspiegels um die halbe Wellenlänge des Laserlichtes. Die Sinus- und Cosinussignale werden durch A/D-Wandler erfasst. Je nach Auflösung der verwendeten Wandler ergibt sich die Längenauflösung des Messsignals. Bei 12-Bit Wandlern wird der Vollkreis von 360° entsprechend mit 4096 Stufen quantisiert. Aus diesem Zusammenhang ergibt sich nach

$$\Delta l = \frac{\lambda/2}{2^{12}} = 632,8 \text{ nm}/8192 \quad (3.1)$$

die Längenauflösung der Interferometer Δl von ca. 80 pm. Detailliertere Informationen zur Funktionsweise der polarisationsoptischen Interferometer sind in [42, 31] zu finden.

Winkelmessung – Mehrstrahlinterferometer

Neben einer präzisen Positionsmessung muss auch die Verkippung der Spiegelecke mit höchster Präzision ermittelt werden. Diese Winkelmessung kann interferometrisch durchgeführt werden. Dazu werden mehrere Interferometer oder ein Mehrstrahlinterferometer benötigt. Bei einem Zweistrahlinterferometer wird der Kippwinkel α mit Hilfe der Differenz

der Positionssignale Δl und unter Kenntnis des Strahlabstandes d berechnet (siehe Abbildung 3.2). Die verwendeten polarisationsoptischen Homodyninterferometer erlauben nur eine Verkipfung des Spiegels von ± 1 arcmin [43], da sich sonst Mess- und Referenzstrahl nicht mehr derart überlagern, dass es zur Interferenz kommt. Aus diesem Grund kann angenommen werden, dass die Messstrahlen reflektiert werden, ohne dass sich ihr Abstand signifikant ändert. Somit kann der Winkel nach folgender Beziehung berechnet werden:

$$\alpha = \arctan\left(\frac{\Delta l}{d}\right) \quad (3.2)$$

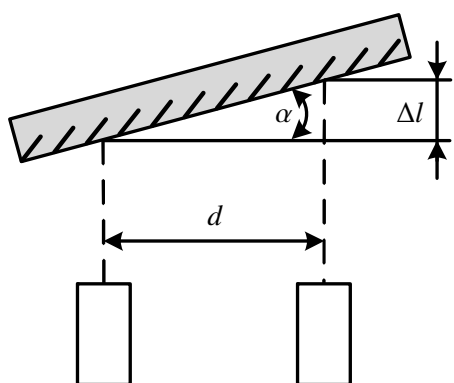


Abbildung 3.2:
Messprinzip eines Zweistrahlinterferometers zur Winkelmessung

Die Winkelauflösung dieser Messmethode ergibt sich aus der Längenauflösung und dem Strahlabstand d .

Winkelmessung – Autokollimationsfernrohr

Neben der Interferenzoptischenwinkelmessung können auch Sensoren eingesetzt werden, deren Funktionsweise auf einem Autokollimationsfernrohr (AKF) basiert. Der prinzipielle Aufbau ist in Abbildung 3.3 zu sehen. Das Licht einer breitbandigen Laserdiode wird über einen LWL in den Sensorkopf eingekoppelt. Es gelangt durch einen Strahlteiler und wird durch eine konvexe Linse kollimiert. Durch Reflexion am Messspiegel und Strahlteiler wird

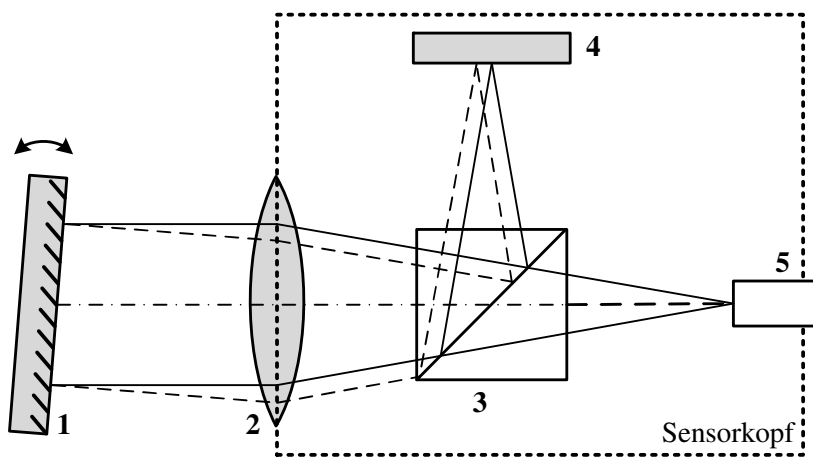


Abbildung 3.3:
Prinzipskizze eines AKF zur Winkelmessung:
1 Messspiegel,
2 Linse,
3 Strahlteiler,
4 Quadrantendiode,
5 LWL Kupplung

das Licht durch die Linse auf eine Vierquadrantendiode fokussiert. Ändert sich die Lage des Messspiegels, so wandert der Fokuspunkt auf der Quadrantendiode. Der Durchmesser des Lichtpunktes auf der Quadrantendiode ist ausschlaggebend für die Empfindlichkeit und den Messbereich des Sensors. Aus den Differenzsignalen der Quadrantendiode kann die Position des Fokuspunktes auf der Diode berechnet werden. Daraus ergeben sich die beiden Kippwinkel des Messspiegels. Die verwendeten Sensoren besitzen eine Winkelauflösung von $\Delta\alpha = 0,00076$ arcsec und haben einen Messbereich von ± 25 arcsec [43].

3.1.2 Antriebssystem

Linearmotoren

Zum Antrieb von Präzisionskinematiken werden häufig Linearmotoren eingesetzt. Gegenüber kostengünstigeren Rotationsmotoren, welche meist in Anwendungen mit geringerer Genauigkeit eingesetzt werden, haben Direktantriebe den Vorteil, dass auf zusätzliche mechanische Bewegungsumformer verzichtet werden kann [103]. Damit wirkt die erzeugte Kraft direkt in Bewegungsrichtung und es werden zusätzliche Massen, Reibung sowie mechanische Lose im Getriebe vermieden. Besonders Reibung und Lose verursachen massive regelungstechnische Probleme bei Positionieraufgaben mit erhöhter Präzision. Darüber hinaus ist das dynamische Verhalten eines solchen Antriebes nahezu linear, das heißt, die erzeugte Kraft ist proportional zum Strom, der durch die Spulen fließt.

Der schematische Aufbau eines Linearmotors ist in Abbildung 3.4 dargestellt. Er besteht aus einer Spulenbaugruppe und abwechselnd gepolten Permanentmagneten. Die Längsausdehnung und damit der Bewegungsbereich sind prinzipiell nicht limitiert, jedoch abhängig von der Anzahl und der Ausdehnung der Permanentmagneten. Die Spulenbaugruppe umfasst zwei Spulen. Die stromdurchflossenen Leiter in den Spulen liegen senkrecht zum Magnetfeld, so dass bei Stromfluss die Lorentzkraft auf die Spule wirkt. Die Feldstärke der Permanentmagneten hat entlang der Bewegungsrichtung einen sinusförmigen Verlauf. Die beiden Spulen sind im Verhältnis zum Magnetfeld um 90° zueinander phasenverschoben, so dass eine Spule genau dann im maximalen Magnetfeld liegt, wenn an der Position der anderen Spule kein Magnetfeld herrscht. Zur Gewährleistung einer gleichmäßigen Kraftentwicklung

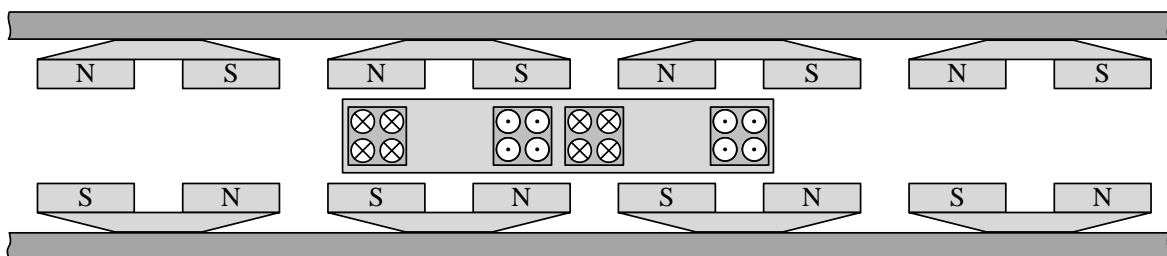


Abbildung 3.4: Prinzipskizze eines Linearmotors der NPMM-200

über den gesamten Bewegungsbereich hinweg, muss der Antriebsstrom auf beide Spulen entsprechend deren Lage im Magnetfeld verteilt werden. Diese Kommutierung kann entweder positionsabhängig oder mit Hilfe zusätzlicher Magnetfeldsensoren durchgeführt werden.

Tauchspulenantriebe

Eine andere Art der elektromagnetischen Direktantriebe sind sogenannte Tauchspulenantriebe (voice coil actuator). Sie zählen nicht zu den Linearmotoren, da deren linearer Bewegungsbereich prinzipbedingt begrenzt ist. Das Funktionsprinzip (Wirkung der Lorentzkraft auf stromdurchflossene Leiter in einem Magnetfeld) ist jedoch identisch. Eine zylindrische Spule befindet sich in einem Magnetfeld konstanter Richtung und Flussdichte. Der Bewegungsbereich ist dabei durch die Größe des Permanentmagneten begrenzt. Aufgrund der Konstanz des Magnetfeldes ist keine Kommutierung notwendig. Darüber hinaus wirkt die erzeugte Kraft ebenfalls direkt entlang der Bewegungsrichtung.

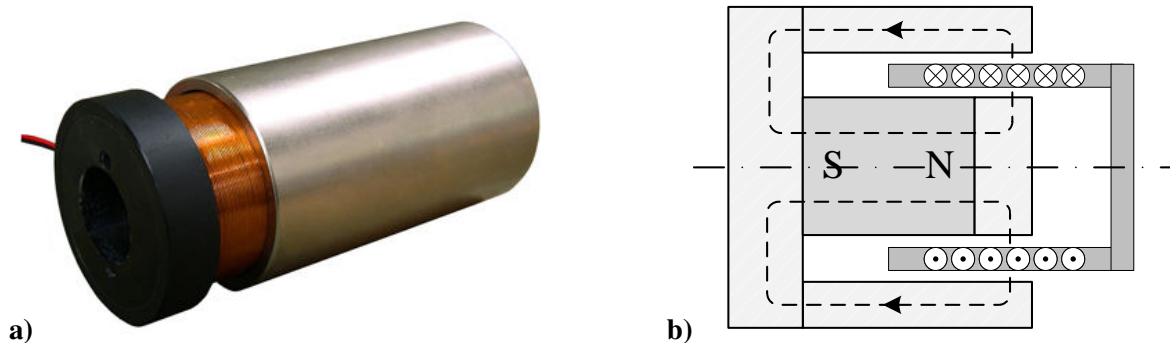
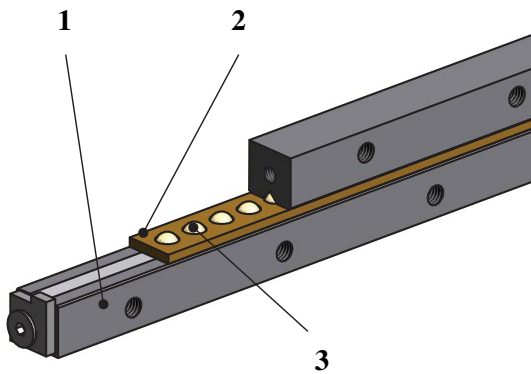


Abbildung 3.5: a) Tauchspulenantrieb [28] b) Funktionsprinzip eines Tauchspulenantriebes [103]

3.1.3 Wälzkörperführungen

Aufgrund der angestrebten Verfahrensbereiche sowie einem Einsatz der NPMM im technischen Vakuum ist die Verwendung von Wälzkörperführungen unerlässlich. Im Gegensatz zu den Antriebsmotoren treten bei einer Bewegung in den Wälzkörperführungen Reibkräfte auf. Diese sind besonders bei Bewegungen im Nanometerbereich stark nichtlinear und einer der wesentlichen Störeinflüsse bei einer präzisen Positionierung [10, 5, 8, 4].

Bei den entwickelten Demonstratoren und Prototypen werden V-Nut Führungen der Firma Schneeberger (Typ R [93]) in Verbindung mit kugelförmigen Wälzkörpern eingesetzt. Zu den Bestandteilen einer Wälzkörperführung gehören neben der eigentlichen Führung die Wälzkörper sowie der Wälzkörperkäfig (vgl. Abbildung 3.6). Zur Charakterisierung der eingesetzten Führungen und zur Bestimmung des Einflusses unterschiedlicher Wälzkörper und Käfige auf die Reibkraft wurden im Rahmen dieser Arbeit Untersuchungen an einem eigens aufgebauten Reibprüfstand (vgl. Anhang A.1) durchgeführt.

**Abbildung 3.6:**

Präzisions-Wälzkörperführungen:

1 Führung,

2 Kugelkäfig,

3 Kugeln

An diesem Reibprüfstand wurden verschiedene Reibpaarungen untersucht. Dabei wurde sowohl das Material der Kugeln als auch das Material der Kugelkäfige variiert. Es kamen Wälzkörper aus Stahl, Siliziumnitrit (SiNi), synthetischem Rubin sowie dem Kunststoff Polyoxymethylen (POM) zum Einsatz. Die untersuchten Käfigmaterialien waren Messing und Polytetrafluoräthylen (PTFE). Zur Schmierung der Kugeln wurde der vakuumtaugliche vollsynthetische Schmierstoff Ultratherm 2000 genutzt.

Die Führungen wurden ursprünglich mit Stahlkugeln und Messingkäfigen ausgeliefert. Anhand der Untersuchungen am Reibprüfstand konnten die Eigenschaften alternativer Materialien hinsichtlich einer möglichst gleichmäßigen und minimalen Reibung untersucht werden. Aus diesen Eigenschaften leitet sich eine Eignung für die Positionierung mit Nanometergenauigkeit ab. Bei den durchgeführten Experimenten wurde der untere Schlitten mit einer Geschwindigkeit von 1 mm/s über eine Distanz von 10 mm bewegt. Dabei wurde bei der Hin- und Rückfahrt die Reibkraft gemessen. Die Positionsregelung wurde mittels eines experimentell parametrisierten PID-Reglers realisiert. In Abbildung 3.7 ist der Positionsver-

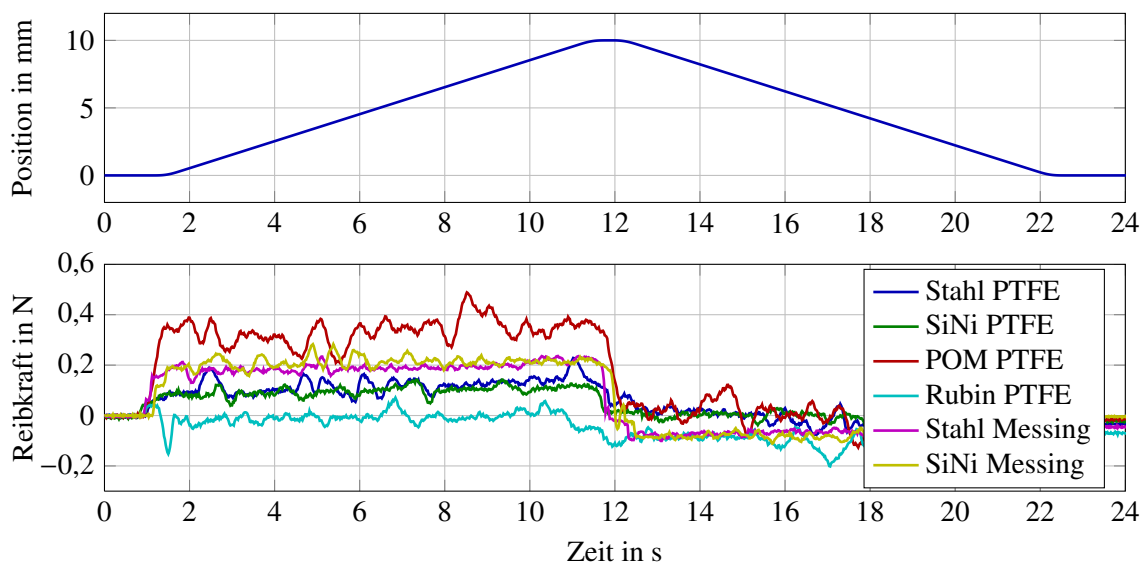


Abbildung 3.7: Position des unteren Schlittens (oben) und gemessene Reibkraft für verschiedene Reibpaarungen (unten)

lauf sowie der Verlauf der Reibkraft für die verschiedenen Materialpaarungen dargestellt. Es ist deutlich sichtbar, dass die Materialwahl einen signifikanten Einfluss auf die Reibkraft besitzt. So ist die Reibkraft bei Verwendung der Kunststoffkugeln (POM) am größten. Der Vergleich der Messungen mit Stahl und SiNi-Kugeln zeigt, dass die Messingkäfige eine größere Reibkraft als die PTFE-Käfige verursachen. Da die Führungen entsprechend Abbildung 3.6 eingebaut sind, liegen die Kugelkäfige auf den Führungen auf. Somit kommt es bei Bewegung des Schlittens zwischen Käfig und Führung zu Gleitreibung. Aufgrund der deutlich geringeren Gleitreibung von Stahl auf PTFE ($\mu_G \approx 0,04$) im Vergleich zu Stahl auf Messing ($\mu_G \approx 0,18$), reduziert sich auch die gemessene Reibkraft der Führungen. Darüber hinaus ist bei den Experimenten mit Messingkäfigen im Bereich der Beschleunigung eine sprunghafte Änderung der Reibkraft sichtbar. Diese Änderung stellt eine sprunghafte Störung dar und hat somit einen entsprechend negativen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit der Positionsregelung. In Abbildung 3.8 sind die Regelfehler in dem entsprechenden Bereich dargestellt. Die Kugeln sind in den Käfigen spielbehaftet angeordnet. Aus diesem Grund werden bei einer Bewegung aus dem Stand heraus zunächst nur die Kugeln bewegt. Erst nachdem das Spiel überwunden ist, erfolgt auch eine Bewegung des Käfigs. In diesem Moment kommt es zu einer sprunghaften Erhöhung der Reibkraft, da die Käfige auf den Führungen haften. Diese Haftkraft ist bei Stahl auf Messing ($\mu_H \approx 0,19$) wieder deutlich größer als bei Stahl auf PTFE ($\mu_H \approx 0,04$). Dementsprechend kann zusammenfassend festgestellt werden, dass Kugelkäfige aus PTFE denen aus Messing vorzuziehen sind.

Bei der Wahl der Wälzkörper ist eine eindeutige Festlegung schwieriger. Zwar kann POM als geeignetes Material aufgrund der hohen Reibkraft und der große Elastizität ausgeschlossen werden, jedoch ist das Verhalten von Stahl- und SiNi-Kugeln sehr ähnlich. Der Verlauf der Reibkraft scheint bei SiNi-Kugeln besonders gleichmäßig zu sein und die Rubinkugeln verursachen eine besonders niedrige Reibkraft. Durch die große Härte von Rubin werden die Kugeln kaum deformiert, womit die Rollreibung besonders niedrig ist. Da jedoch Stahlku-

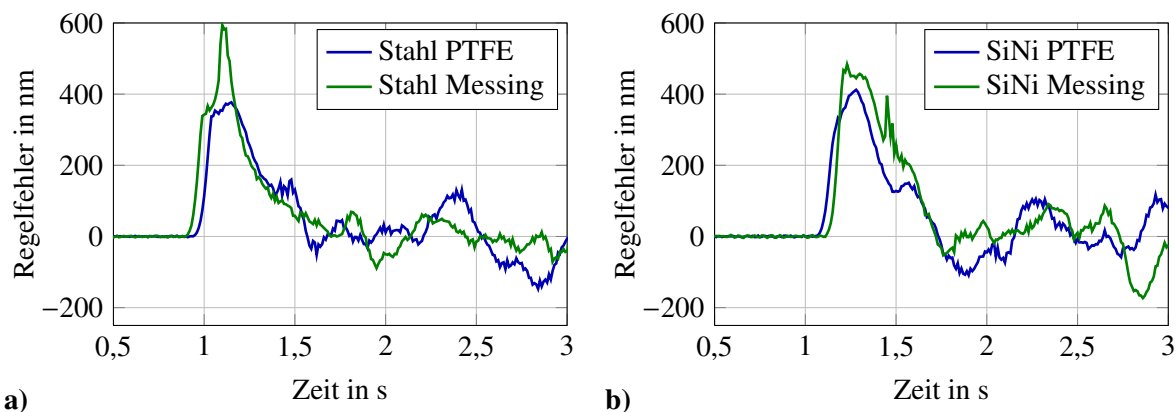


Abbildung 3.8: Vergleich der Regelfehler für Messing und PTFE Käfige a) Stahl-Kugeln b) SiNi-Kugeln

geln meist als Wälzkörper eingesetzt werden und es kaum Erfahrungswerte für SiNi- und Rubinkugeln gibt, sind eher Stahlkugeln zu empfehlen. Jedoch scheint eine weitere Untersuchung der Materialien Rubin und SiNi als Wälzkörper lohnenswert.

3.2 Nanopositionier- und Nanomessmaschine 200

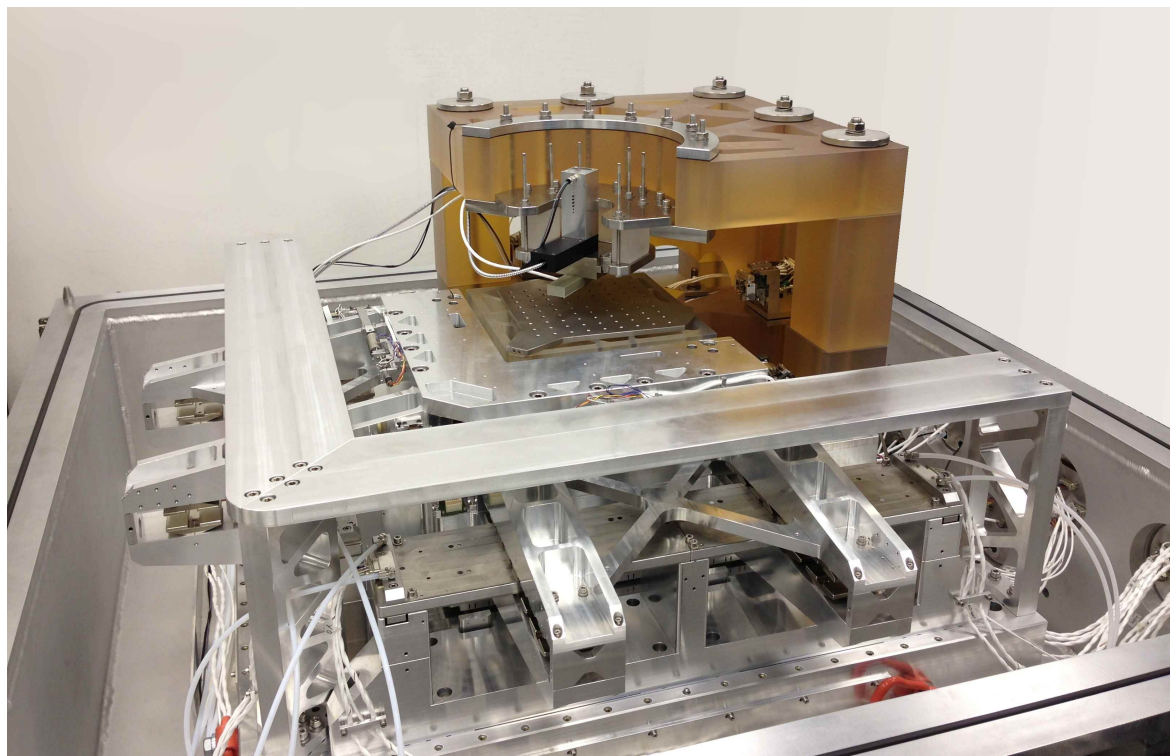


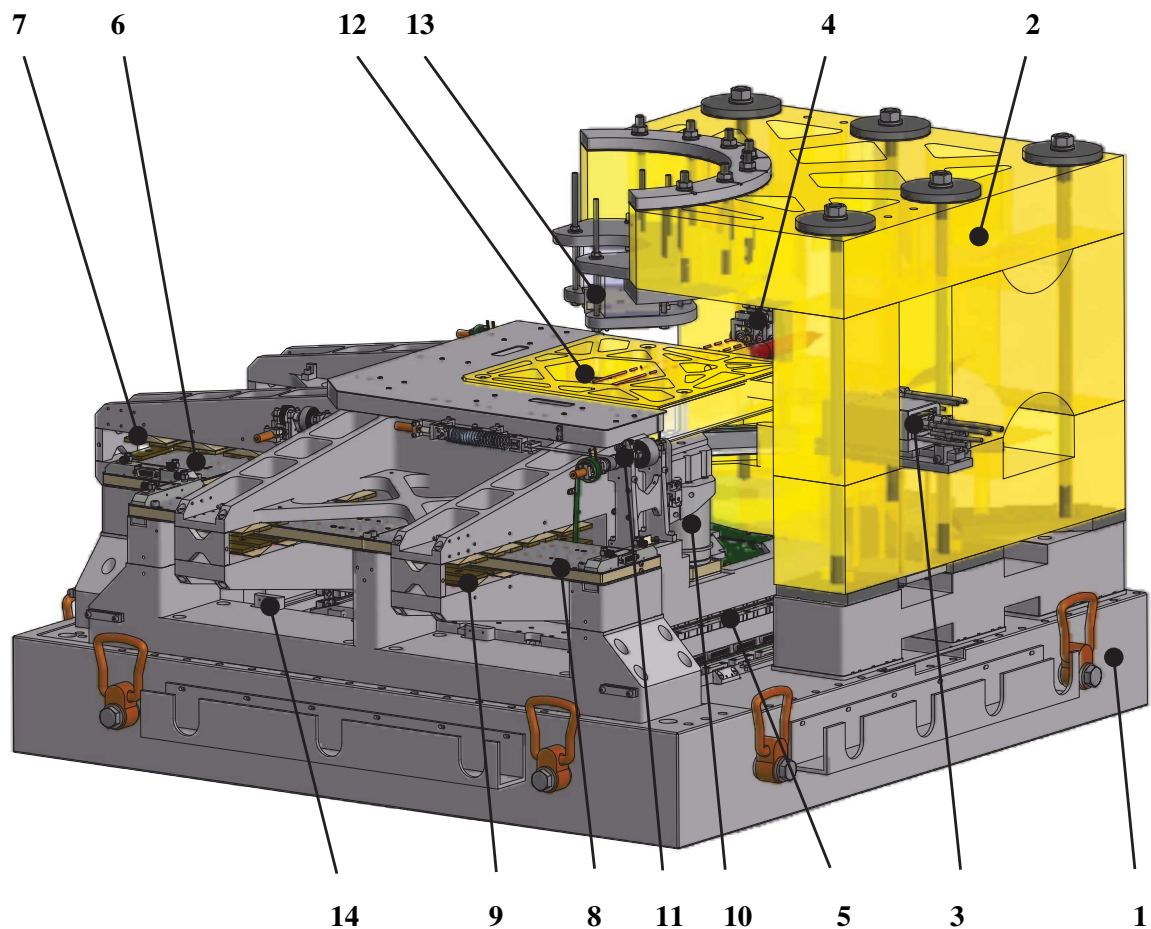
Abbildung 3.9: NPM 200 mit optischen Fokussensor und Messobjektträger bei geöffneter Vakuumkammer

Im Juli 2008 startete an der TU Ilmenau das Transferprojekt des SFB 622. Ziel dieses Projektes war es, die Forschungsergebnisse des SFB der Jahre 2002 bis 2008 in eine neue NPM zu übertragen. Aufgrund des angestrebten Arbeitsbereiches von $200 \times 200 \times 25 \text{ mm}^3$ wird dieses Messgerät Nanopositionier- und Nanomessmaschine 200 (NPM 200) genannt. Das Messvolumen wurde dabei im Vergleich zur NMM-1 um den Faktor 320 vergrößert. Gleichzeitig wurde die Messauflösung auf 80 pm verbessert. Eine dynamische Messunsicherheit von kleiner 30 nm wurde angestrebt. Die NPM 200 ist als universelles Messgerät für Mikro- und Nanostrukturen vorgesehen, das heißt es können verschiedene optische und taktile Tastsysteme für diverse Messaufgaben eingesetzt werden. Dazu zählen beispielsweise Fokussensor, Weißlichtinterferometer, Rasterkraftmikroskop und Tastschnittsensor [73, 72, 71, 13].

Der Brechungsindex der Luft ist von den Einflussgrößen Lufttemperatur, Luftfeuchte und Luftdruck abhängig. Schwankungen in diesen Größen beeinflussen direkt die Genauigkeit der interferometrischen Längenmessung [94]. Für eine effektive Reduzierung dieser Einflüsse soll die gesamte Maschine auch im technischen Vakuum bei 1 mbar betrieben werden können. Der untere Teil der Vakuumkammer ist in Abbildung 3.9 zu erkennen. Die Anbindung der Signal- und Versorgungsleitungen erfolgt mittels spezieller vakuumtauglicher

Durchführungen. Die Vakuumkammer steht wiederum auf einem schwingungsdämpfenden Fundament der Firma Fabreeka [35]. Dieses ist vom Gebäude entkoppelt, um die Übertragung von Gebäudeschwingungen zu minimieren. Zur Temperierung der Vakuumkammer sowie der Antriebsmotoren der NPMM 200 sind Kälte-Umwälzthermostate der Firma Julabo [59] an das System angeschlossen.

3.2.1 Mechanischer Aufbau



- | | |
|------------------------------------|--------------------------------------|
| 1 Grundplatte | 8 Primärteil Linearmotor y-Achse |
| 2 Metrologischer Rahmen | 9 Sekundärteil Linearmotor y-Achse |
| 3 Messsystem x-Achse | 10 Tauchspulenantrieb z-Achse |
| 4 Messsystem y-Achse | 11 Gewichtskraftkompensation z-Achse |
| 5 Kugelführung x-Achse | 12 Messspiegelecke |
| 6 Primärteil Linearmotor x-Achse | 13 Halterung Tastsystem |
| 7 Sekundärteil Linearmotor x-Achse | 14 Endlagenschalter y-Achse |

Abbildung 3.10: CAD Modell der Nanopositionier- und Messmaschine 200 [14]

Der mechanische Aufbau der NPMM 200 wurde vom Institut für Prozessmess- und Sensortechnik der TU Ilmenau entwickelt. Die wesentlichen Komponenten sind in Abbildung

3.10 dargestellt. Die Grundplatte ist über drei Auflagepunkte mit der Vakuumkammer verbunden. Die Maschine besteht aus drei beweglichen Grundelementen: die x -Plattform, die y -Plattform und die z -Plattform. Die x -Plattform ist auf zwei parallelen Präzisionskugelführungen der Firma Schneeberger AG vom Typ R6-450-SSQ gelagert [93]. Sie verfügt über keine Antriebseinheiten. Die y -Plattform ist auf der x -Plattform durch zwei weitere Kugelführungen gleichen Typs gelagert. In den Führungen werden Stahlkugeln als Wälzkörper eingesetzt. Diese werden durch Stahlkäfige in ihrer relativen Position gehalten. Aufgrund der Messergebnisse aus Abschnitt 3.1.3 sollen diese jedoch durch PTFE-Käfige ersetzt werden.

An der y -Plattform sind die Antriebseinheiten sowohl für die y - als auch für die x -Achse angebracht. Die z -Plattform inklusive der Spiegelecke befindet sich auf der y -Plattform. Der Antrieb in z -Richtung erfolgt durch drei Tauchspulenantriebe. Die Sperrung der beiden anderen translatorischen Freiheitsgrade der z -Plattform erfolgt durch zwei zylindrische Kugelführungen der Firma Peter Hirt GmbH [82]. Die Führungswellen haben einen Durchmesser von 20 mm und sind ortsfest mit der xy -Plattform verbunden. Die Führungshülse ist in einem Festkörpergelenk an der z -Plattform befestigt (siehe Abbildung A.3 im Anhang). Somit wird eine Verkipfung der z -Plattform um die x - sowie um die y -Achse ermöglicht. Eine Zusammenstellung der Massen der NPMM 200 ist in Tabelle 3.1 zu finden.

Tabelle 3.1: Massen und bewegte Massen NPMM 200

Massen		Bewegte Massen	
x -Plattform	15,2 kg	x -Richtung	142,2 kg
y -Plattform	101,3 kg	y -Richtung	127,0 kg
z -Plattform	25,7 kg	z -Richtung	25,7 kg

Alle Messsysteme sind an einem metrologischen Rahmen angebracht. Dieser besteht wie die Spiegelecke aus dem glaskeramischen Werkstoff Zerodur[®]. Somit ist gewährleistet, dass alle Messsysteme eine feste Position zueinander einnehmen. Es gibt drei Positions- und Winkelmesssysteme, eines für jede Achse. Das z -Messsystem befindet sich unter der Spiegelecke. Neben den Interferometern gehören zu den Messsystemen auch Winkelsensoren und Positionsreferenzsensoren. Das Tastsystem, welches für die eigentliche Vermessung der Probe zuständig ist, wird am metrologischen Rahmen senkrecht über der Spiegelecke befestigt.

Parallel zu den drei z -Aktoren existieren drei Baugruppen zur Gewichtskraftkompensation. Dabei handelt es sich im Wesentlichen um in ihrer Vorspannung verstellbare Spiralfedern. Der Zweck dieser Baugruppen ist es die Gewichtskraft der z -Plattform inklusive der Spiegelecke und des Messobjektes zu kompensieren. Die Baugruppen wurden so konstruiert, dass über den gesamten Bewegungsbereich in z -Richtung eine möglichst konstante Kraft aufgebracht wird. Die Gewichtskraftkompensation wird über drei Schrittmotoren nachjus-

tiert, wenn ein Messobjekt auf die Spiegelecke gelegt wird. Die z -Aktoren müssen somit nur die dynamische Kraft (Trägheitskraft, Reibkraft) zur Bewegung der z -Plattform inklusive Messobjekt aufbringen. Dies führt zu einem geringeren Motorenstrom und damit zu einer massiven Reduzierung des Wärmeeintrags in den Messaufbau.

3.2.2 Sensorsystem

Das Sensorsystem der NPMM 200 wurde vom Institut für Prozessmess- und Sensortechnik in Kooperation mit der SIOS Meßtechnik GmbH entwickelt.

Für jede Achse existiert eine Messsystem-Baugruppe. Das x - und das y -Messsystem sind baugleich und beinhalten ein Zweistrahlinterferometer, einen AKF-Winkelsensor sowie eine konfokalen Positionsreferenzsensor (vgl. Abbildung 3.11). Der Stahlabstand des Zweistrahl-

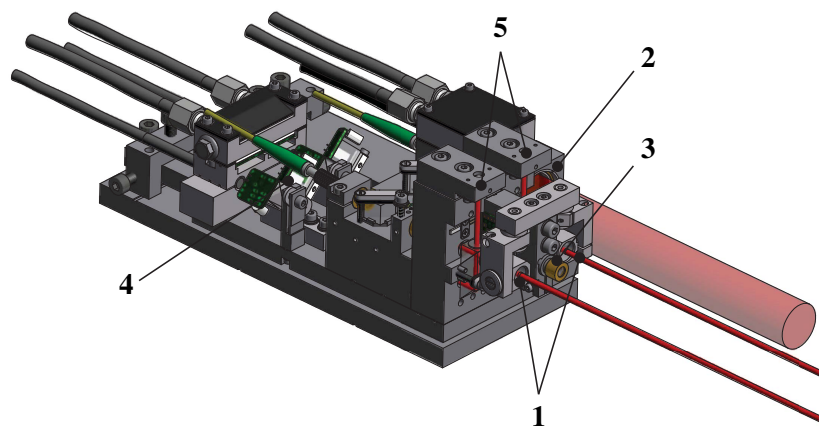


Abbildung 3.11:
Messsystem y -Achse [14]:
1 IF-Messstrahlen,
2 AKF Winkelsensor,
3 Positionsreferenzsensor,
4 IF-Auswertegruppe
5 IF-Referenzarm

interferometers beträgt 30 mm. Somit ergibt sich eine Winkelauflösung von $\Delta\alpha = 0,00053''$. Diese liegt ca. 30 % unter der des AKF-Winkelsensors. Der Positionsreferenzsensor wird benötigt, um eine absolute Anfangsposition zu bestimmen, da mit den Interferometern nur relative Positionsänderungen gemessen werden können. Eine detaillierte Beschreibung des konfokalen Sensors ist in [12] zu finden. Auch die Winkel können interferometrisch nur relativ gemessen werden. Aus diesem Grund werden die AKF-Sensoren zur Bestimmung einer Initialwinkellage genutzt. Wie in Abbildung 3.11 zu sehen ist, wurde das Interferometer im Vergleich zum klassischen Design leicht modifiziert. Es sind auf engstem Raum zwei eigenständige Interferometer verbaut, die eine gemeinsame Laserquelle nutzen und somit nur über einen LWL versorgt werden. Die Referenzarme sind aufgrund des eingeschränkten Bauraumes senkrecht nach oben angebracht. Mit dem Zweistrahlinterferometer wird neben der Position in der jeweiligen Achse auch der Gierwinkel gemessen. Der AKF-Winkelsensor misst ebenfalls den Gierwinkel, sowie den Nickwinkel (x -Messsystem) bzw. den Rollwinkel (y -Messsystem).

Das Messsystem der z -Achse ist in Abbildung 3.12 dargestellt. Es ist unter der Spiegelecke angebracht. Es kommt ein Dreistrahlinterferometer zum Einsatz, welches ebenfalls nur über

eine Laserquelle versorgt wird. Somit kann neben der z -Position auch der Rollwinkel sowie der Nickwinkel erfasst werden. Um den vorhandenen Bauraum unter der Spiegelecke optimal zu nutzen, sind die optischen und elektrischen Baugruppen zur Auswertung des Interferenzsignales weiter nach hinten verlagert. Zwischen den Messstrahlen des Interferometers ist der Referenzsensor für die z -Position angebracht. Das z -Messsystem umfasst keinen Winkelsensor, da alle Winkel bereits über die AKFs der anderen Messsysteme erfasst werden.

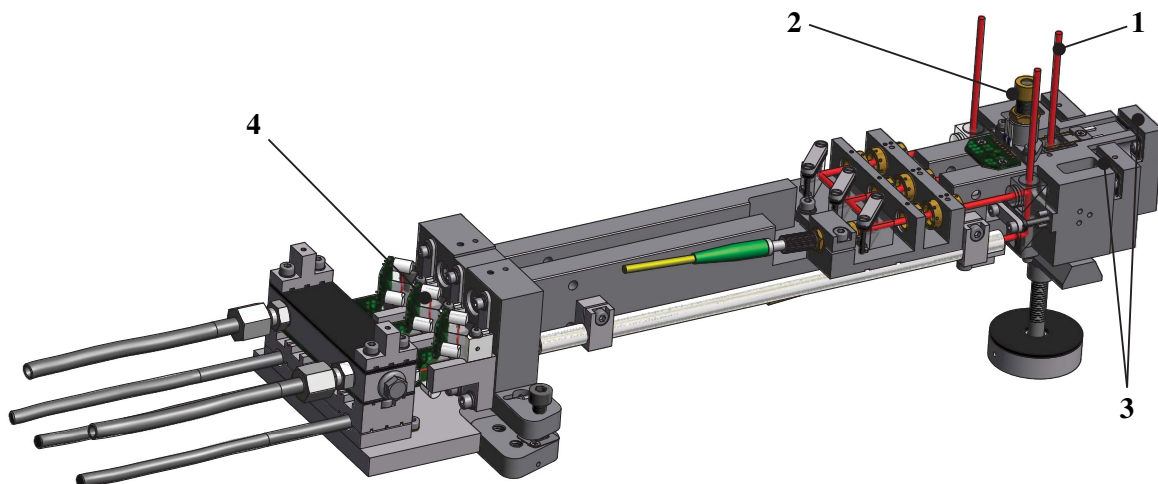


Abbildung 3.12:

Messsystem der z -Achse [14]: 1 IF-Messstrahlen, 2 Positionsreferenzsensor, 4 IF-Referenzarm, 5 IF-Auswertegruppe

3.2.3 Antriebssystem

Die NPMM 200 wird in der x - und in der y -Richtung von Linearmotoren angetrieben. Die verwendeten Motoren wurden vom Institut für Mikroelektronik- und Mechatronik - Systeme gGmbH (IMMS) entwickelt. Es werden je zwei Motoren pro Bewegungsachse eingesetzt.

Ein Motor besteht aus der Spulenbaugruppe (vgl. Abbildung 3.13), sowie den Permanentmagneten, die an den Antriebsarmen der y -Plattform befestigt sind. Die Spulenbaugruppe ist fest mit dem Rahmen der NPMM 200 verbunden. Somit sind die Permanentmagnete der bewegte Teil der Motoren. Die Periodenlänge des sinusförmigen Magnetfeldes beträgt 76 mm, diese Distanz entspricht dem Abstand der einzelnen Magnete. Die Kommutierung erfolgt auf Basis der gemessenen Positionswerte. Der Abstand zwischen den Magnetreihen und der Spule beträgt 2,1 mm. Unter diesen Umständen besitzen die Antriebe eine Kraftkonstante von 9,7 N/A [68]. Die Motoren sind für einen Maximalstrom von 3 A ausgelegt, es kann demnach eine maximale Kraft von 29,1 N pro Motor erzeugt werden. Wie in Abbildung 3.13 zu erkennen ist, verfügt die Spulenbaugruppe über Anschlüsse für eine Wasserkühlung. Diese sind notwendig, da aufgrund der Vakuumtauglichkeit der NPMM 200 keine Wärme-

ableitung mittels Konvektion gewährleistet werden kann. Die entsprechenden Pumpen und Kühlaggregate befinden sich außerhalb der Vakuumkammer.

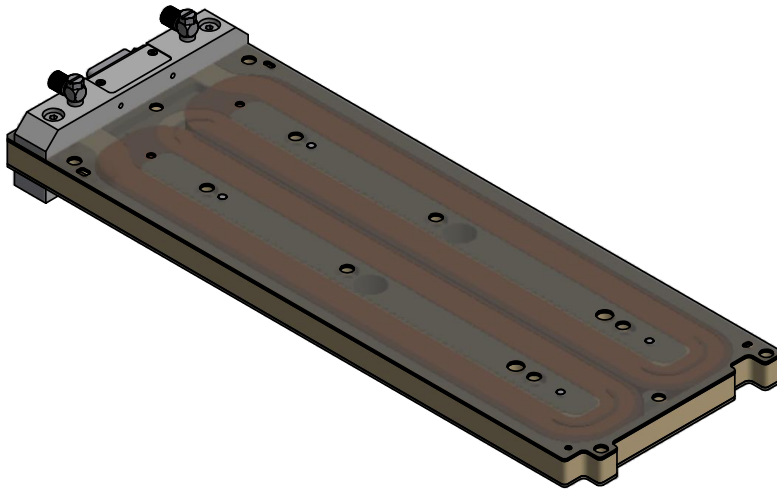


Abbildung 3.13:
Spulenbaugruppe eines
Linearmotors der x - und
 y -Achse

Der Antrieb in z -Richtung erfolgt mit drei Tauchspulenantrieben (voice coil actuator) der Firma BEI Kimco Magnetics vom Typ LA25-42-000A [16]. Die verwendete Motoren besitzen laut Datenblatt eine Kraftkonstante von 21,35 N/A. Der Gesamthub beträgt 25,4 mm. Die Aktoren sind unsymmetrisch angeordnet, so dass die Kraft bei einer gleichmäßigen Bewegung der Plattform in z -Richtung im Verhältnis von 0,4 zu 0,4 zu 0,2 auf die drei Aktoren verteilt wird.

Neben den beschriebenen Aktoren sind die analogen Leistungsverstärker ein Hauptbestandteil des Antriebssystems. Sie dienen zur Versorgung der Motoren mit Strom und wurden ebenfalls am IMMS entwickelt. Die Endstufen werden vom Signal- und Datenverarbeitungssystem mit einer hochohmigen Steuerspannung $u_c(t)$ von ± 10 V angesteuert und diese wird in einen proportionalen Ausgangsstrom $i_a(t)$ von ± 3 A umgewandelt. Die elektrische Schaltung der Verstärkereinheiten basiert auf dem Operationsverstärker OPA548 [105] von Burr-Brown und beinhaltet eine Stromregelung, wodurch eine Beeinflussung des gewünschten Stromsignals durch Selbstinduktion verhindert wird. Jede Endstufe verfügt über einen digitalen Eingang, der zur Aktivierung dient und über zwei digitale Ausgänge, welche eine Überhitzung ankündigen sowie einen Ausfall signalisieren. Des Weiteren wird über einen Messwiderstand der tatsächlich durch die Motoren fließende Strom erfasst und über ein analoges Spannungssignal ausgegeben.

Es werden insgesamt sieben Verstärkereinheiten (drei für die z -Aktoren, vier für die xy -Aktoren) benötigt, welche auf zwei 19-Zoll-Gehäuse verteilt sind.

3.2.4 Signal- und Datenverarbeitungssystem

Neben dem Sensorsystem und dem Antriebssystem stellt das Signal- und Datenverarbeitungssystem einen essentiellen Bestandteil der NPMM 200 dar, da dessen Leistungsfähigkeit

direkten Einfluss auf die erreichbare Dynamik und Präzision hat. Das Signal- und Datenverarbeitungssystem wurde am Fachgebiet Rechnerarchitektur und Eingebettete Systeme der TU Ilmenau entworfen. Die genaue Struktur wird in den folgenden Abschnitten erläutert.

Grundaufbau

Zur Bewältigung der echtzeitkritischen Signal- und Datenverarbeitungsaufgaben werden drei PXI Chassis [77] der Firma National Instruments eingesetzt. Ein Teilsystem ist zuständig für die Messwerterfassung, ein weiteres für die Ablaufsteuerung und das dritte System realisiert die Regelung und steuert direkt das Antriebssystem. Der Nutzer greift über einen Benutzer-PC auf die Maschine zu. Dort können Messprogramme erstellt und gestartet werden. Dies erfolgt entweder über eine I++ DME Schnittstelle oder über eine spezielle Software, die explizit zur Steuerung der NPMM 200 entwickelt wurde. Darüber hinaus existiert ein Supervisor-PC sowie ein Video-PC. Auf dem Supervisor System ist u.a. der I++ DME Server sowie ein Umweltmessserver implementiert. Alle Messdaten, die Umgebungsbedingungen betreffend, laufen auf diesem Server zusammen und werden protokolliert sowie anderen Systemen zur Verfügung gestellt. Der Video-PC ist für die Verarbeitung und Speicherung von Videodaten zuständig, die parallel zu den eigentlichen Messdaten aufgenommen werden. Der Gesamtaufbau ist in Abbildung 3.14 visualisiert.

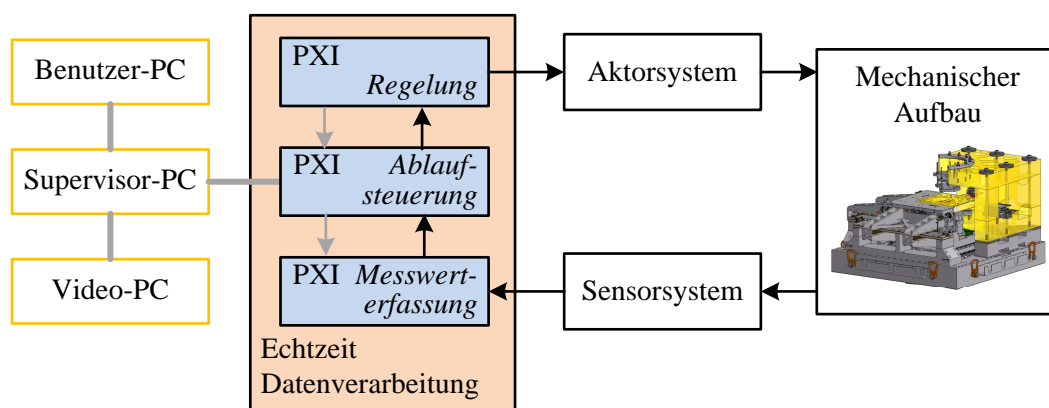


Abbildung 3.14: Signal- und Datenverarbeitungssystem der NPMM 200

Echtzeitdatenverarbeitungssystem

Die drei PXI Chassis des Echtzeitdatenverarbeitungssystems bestehen jeweils aus einem PXI-8108 RT-Controller sowie diversen FPGA-Modulen. Die verschiedenen Module unterscheiden sich durch die Größe des Rechenkerns sowie durch unterschiedliche Schnittstellen. Alle Teilkomponenten des Echtzeitsystems sind inklusive der funktionellen Aufgaben in Abbildung 3.15 dargestellt. Insgesamt besteht das System aus 11 FPGA-Modulen und drei RT-Controllern, die unterschiedliche Aufgaben und Eigenschaften besitzen. Somit handelt

es sich bei dem Echtzeitsystem um ein massiv verteiltes heterogenes Datenverarbeitungssystem. Alle Komponenten eines PXI-Chassis sind über einen PCI-Bus miteinander verbunden. Der hauptsächliche Datenaustausch erfolgt jedoch über die digitalen Schnittstellen der FPGA-Module, da eine Übertragung über den internen Bus zu hohe Latenzzeiten aufweist.

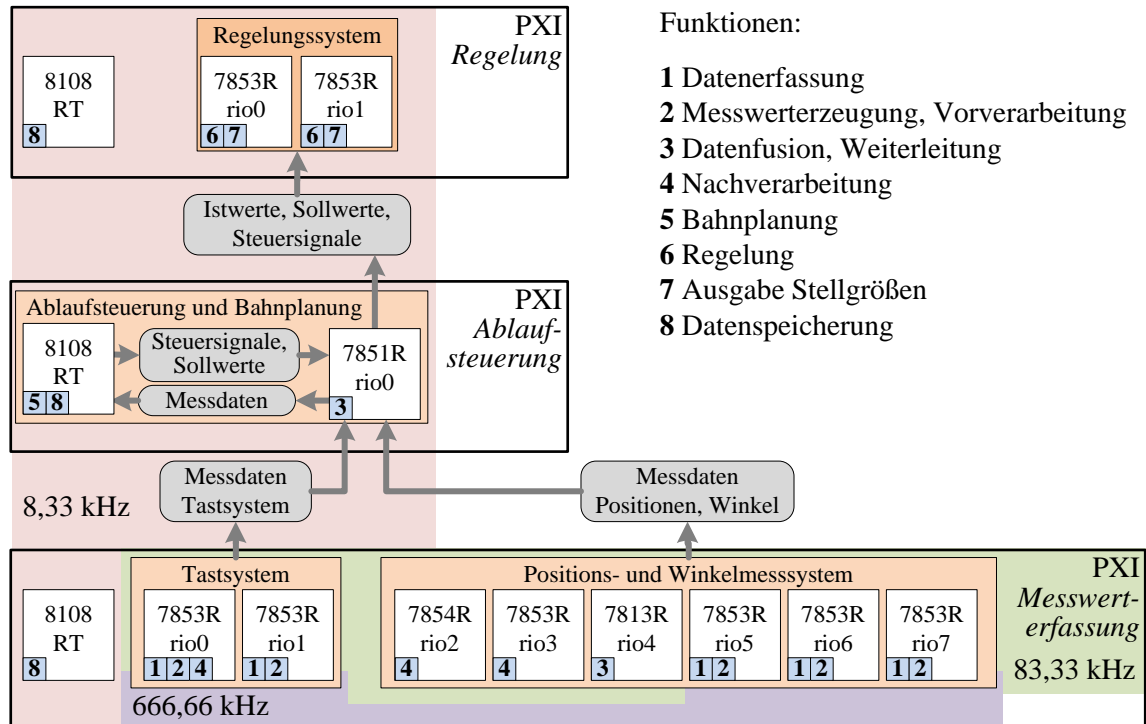


Abbildung 3.15: Struktur des Echtzeitdatenverarbeitungssystems [64]

Am PXI Chassis für die Messwert-erfassung ist neben den Positions- und Winkelmesssystemen auch das Tastsystem angeschlossen. Die analoge Erfassung und Vorverarbeitung aller Signale erfolgt mit einer Taktrate von $666\frac{2}{3}$ kHz. Zu der Vorverarbeitung gehören die Demodulation der Sinus- und Cosinussignale der Interferometer sowie die Berechnung der Positionswerte. Die hohe Frequenz ist erforderlich, um eine fehlerfreie Positionserfassung bis zu einer maximalen Geschwindigkeit von ca. 5 cm/s zu gewährleisten. Die Nachverarbeitung der Messdaten, zu der eine Umwelt- und Spiegelkorrektur gehört, erfolgt mit einer reduzierten Frequenz von $83\frac{1}{3}$ kHz. Die Umweltkorrektur ist notwendig, um die Beeinflussung der Laserwellenlänge durch Lufttemperatur, Luftdruck und Luftfeuchte zu reduzieren. Bei der Spiegelkorrektur wird die Unebenheit der Messspiegelecke aus den Messwerten herausgerechnet. Nach diesen Schritten stehen alle Messwerte mit einer Frequenz von $83\frac{1}{3}$ kHz zur Verfügung. Mit dieser Taktrate können die Messdaten abgespeichert werden. Für die Weiterverarbeitung in der Ablaufsteuerung wird die Frequenz der Messwerte auf $8\frac{1}{3}$ kHz reduziert.

Die Ablaufsteuerung ist mit dem Supervisor-PC verbunden und realisiert die Interpretation und Abarbeitung der Messbefehle. Dazu zählen neben den für die eigentlichen Messungen

relevanten Befehlen auch Methoden zur Initialisierung der Maschine nach dem Einschalten sowie die Referenzfahrt zum Finden der absoluten Nullpositionen. Die Bahnplanung zur Generierung der dynamischen Sollwerte ist ebenfalls in diesem Teilsystem implementiert. Der RT-Controller der Ablaufsteuerung ist der einzige Hauptprozessor des Signalverarbeitungssystems, auf dem für die Maschinensteuerung relevante Berechnungen ausgeführt werden. Die Hauptrechenlast wird von den FPGA-Modulen bewältigt.

Die eigentliche Regelung ist auf den beiden FPGA-Modulen des dritten PXI Chassis implementiert. Es erfolgte eine Trennung zwischen der Regelung der z -Plattform und der Regelung der xy -Plattform. Dabei realisiert die Regelung der z -Plattform sowohl die Positionsregelung in z -Richtung, als auch die Roll- und Nickwinkelregelung.

Rapid-Control-Prototyping-System

Die Programmierung von FPGAs unterliegt speziellen Einschränkungen und ist meist zeitaufwendiger als die Programmierung von Mikroprozessoren. So ist zum einen die Anzahl der Logikeinheiten sehr beschränkt und zum anderen können prinzipiell nur einfache Rechenoperationen mit Fix-Point-Arithmetik ausgeführt werden. Sollen komplexere Algorithmen auf einem FPGA implementiert werden, so müssen diese zunächst entsprechend angepasst werden. Das Kompilieren eines komplexen Programms kann aufgrund umfangreicher Optimierungsverfahren bezüglich des Routings bis zu mehrere Tage dauern. Aus diesen Gründen sind FPGAs nicht für einen schnellen und effizienten Test verschiedener Regelungsstrategien geeignet. Deshalb wurde speziell für die Entwicklung und die Verifikation des Positions- und Winkelregelungssystems ein Rapid-Control-Prototyping-System der Firma dSPACE an das Datenverarbeitungssystem angeschlossen. Dieses System tritt an die Stelle des PXI Chassis „Regelung“.

Bei dem dSPACE System handelt es sich um ein modulares System bestehend aus einer Prozessorkarte (DS1006), zwei analogen 16 Bit Ausgangskarten (DS2103) sowie einem FPGA-Modul (DS5203), welches unter anderem über 32 Digitalkanäle verfügt. Über 16 digitale parallele Kanäle sowie eine Taktleitung werden die Längenmesswerte (3×64 Bit), die Winkelmesswerte (3×32 Bit) sowie Statussignale (32 Bit) und eine Checksumme (16 Bit) von der „Ablaufsteuerung“ zum dSPACE System gesendet. Es werden insgesamt 21 Werte mit je 16 Bit Breite übertragen. Bei jedem Flankenwechsel des Taktsignals erfolgt die Übertragung eines Wertes. Die Taktfrequenz beträgt 16 Mhz (62,5 ns), somit wird für die Übermittlung eines kompletten Datensatzes eine Zeit von 1,3 μ s benötigt. Die Abtastfrequenz der Messwerte kann ohne Anpassung der Programmierung des FPGA verändert werden, somit kann beispielsweise zwischen $8\frac{1}{3}$ kHz oder $83\frac{1}{3}$ kHz gewählt werden. Wird auf Empfängerseite (dSPACE) durch die Überprüfung der Checksumme eine defekte Übertragung festgestellt, so wird der komplette Datensatz auf dem FPGA verworfen und nicht

zum Hauptprozessor übertragen. Somit wird gewährleistet, dass keine fehlerhaften Werte für die Regelung verwendet werden.

Die Programmierung des dSPACE-Systems erfolgt komfortabel mittels der grafischen Programmieroberfläche MATLAB/Simulink auf einem Host-PC. Das fertige Programm in Form eines Simulink-Modells wird durch automatische Codegenerierung in C-Code übersetzt. Daraus wird mittels eines mitgelieferten Compilers Maschinencode erstellt, welcher auf dem Echtzeitsystem ausgeführt wird. Alle nachfolgenden experimentellen Untersuchungen an der NPMM 200 werden mit dem beschriebenen Rapid-Control-Prototyping-System durchgeführt.

3.3 Zweiachsiger Demonstrator

Der zweiachsige Demonstrator (vgl. Abbildung 3.16) wurde bereits in der Dissertationsschrift von Dr.-Ing. A. Amthor betrachtet und ausführlich beschrieben. Aus diesem Grund wird das System an dieser Stelle nur kurz und mit den wesentlichen Eigenschaften vorgestellt. Detailliertere Informationen sind in der erwähnten Dissertation [5] zu finden.

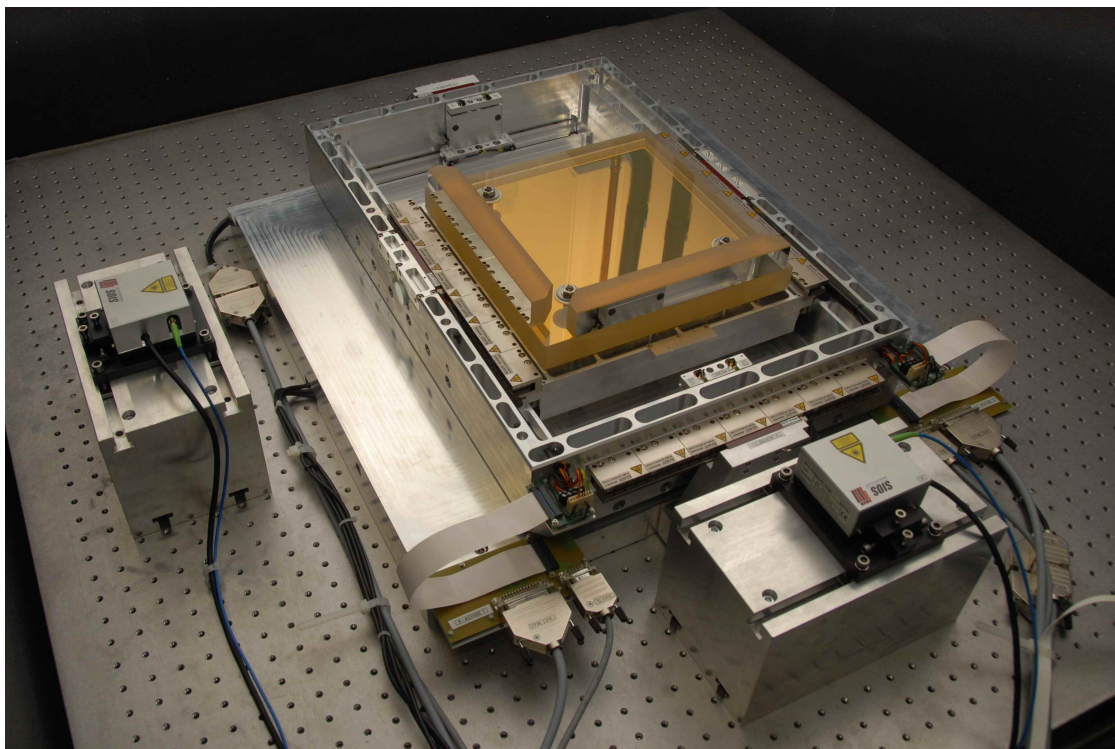


Abbildung 3.16: Zweiachsiger Demonstrator eines Nanopositioniersystems

Der Demonstrator ist auf einem optischen Breadboard befestigt, welches auf einem schwingungsgedämpften Fundament ruht. Das Gesamtsystem ist zum Schutz vor Schallwellen und Verschmutzung von einer Akustikhaube der Firma Integrated Dynamics Engineering GmbH umgeben. Der Bewegungsbereich des Positioniertisches beträgt $200 \times 200 \text{ mm}^2$.

Die beiden orthogonalen Bewegungsachsen sind in einer Doppel-H-Struktur angeordnet, das heißt die innere Achse bewegt sich innerhalb der äußeren Achse. Dabei stellt der innere Läufer die x -Achse dar. Entsprechend bewegt sich der äußere Läufer in y -Richtung. Die Masse der x -Achse inklusive der Spiegelecke beträgt 13,8 kg. Die y -Achse besitzt eine Masse von 11,4 kg. Bei einer Bewegung in y -Richtung müssen beide Läufer bewegt werden. Die entsprechende bewegte Masse beträgt 25,2 kg.

Beide Läufer sind auf Präzisionsführungen der Firma Schneeberger AG von Typ R6-300-RF-SQ-HA gelagert, diese entsprechen denen aus Abschnitt 3.1.3. Aufgrund der Untersuchungen am Reibprüfstand wurden die Kugelkäfige aus Messing durch PTFE-Käfige ersetzt. Als Wälzkörper werden weiterhin Stahlkugeln eingesetzt. Auf dem inneren Läufer ist über drei Koppelstellen eine Präzisionsspiegelecke aus Zerodur[®] befestigt. Über zwei Homodyninterferometer vom Typ SP 2000 [100] der Firma SIOS Messtechnik GmbH wird die Position der Spiegelecke in beiden Bewegungsrichtungen gemessen. Diese Interferometer besitzen eine Positionsauflösung von 80 pm. In den Versorgungs- und Auswerteeinheiten werden die analogen Interferenzsignale in digitale Längensignale mit 32-Bit Breite umgewandelt, welche durch das Echtzeitdatenverarbeitungssystem eingelesen werden.

Für den Antrieb sind pro Achse zwei eisenlose Linearmotoren des Typs ULIM3-2P-66 [51] der Firma IDAM verbaut. An den Läufern sind entlang der Bewegungsrichtung alternierend gepolte Dauermagnete angebracht, so dass ein sinusförmiges Magnetfeld entsteht. In diesem Magnetfeld sind die ortsfesten Antriebsspulen platziert. Die Kommutierung der Motoren erfolgt mit Hilfe integrierter Hallsensoren. Auf Basis der Sensorwerte wird im Echtzeitsystem der jeweilige Spulenstrom bestimmt. Die Kraftkonstante der Motoren beträgt laut Datenblatt 6,2 N/A. Die Ansteuerung der Motoren erfolgt über analoge Leistungsverstärker, welche denen der NPMM 200 stark ähneln. Sie werden mit einem Spannungssignal im Bereich ± 10 V angesteuert und geben ein proportionales Stromsignal im Bereich $\pm 1,5$ A aus. Das Übertragungsverhalten des Antriebssystems kann bis circa 11 kHz als linear angesehen werden [5].

Die Regelung des zweiachsigen Demonstrators erfolgt mit einem modularen Rapid-Control-Prototyping-System der Firma dSPACE. Die Konfiguration ist ähnlich dem System an der NPMM 200. Die Messsignale werden jedoch nicht über ein FPGA-Modul, sondern über digitale (DS4003) und analoge Eingangskarten (DS2004) eingelesen. Dabei werden die Längenmesssignale als 32-Bit-Wert von den Auswerteeinheiten der Interferometer übernommen und die Signale der Hallsensoren werden über die Analog-Digital-Wandler mit 16-Bit erfasst.

4 Modellbildung NPMM 200

In diesem Kapitel wird eine mathematische Beschreibung des dynamischen Verhaltens der NPMM 200 hergeleitet. Es wird zunächst das Sensor- und Antriebssystem betrachtet, bevor im Abschnitt 4.3 die Modellierung des mechanischen Teilsystems folgt. Dabei wird auf eine Modellierung der nichtlinearen Reibkraft zunächst verzichtet.

Aufgrund des dominanten Einflusses der Reibkraft auf das Systemverhalten, ist die Modellierung der Reibung Gegenstand von Abschnitt 4.4. Dabei wird zunächst ein Überblick über den Stand der Technik auf dem Gebiet der Reibmodellierung gegeben.

Daraus wird ein modifiziertes Modell abgeleitet, welches für die Modellbildung der NPMM 200 genutzt wird.

Auf eine Modellbildung des zweiachsigen Demonstrators wird an dieser Stelle verzichtet, dies wurde zum Teil bereits in [5] durchgeführt. Darüber hinaus entspricht das Modell des zweiachsigen Demonstrators im Wesentlichen dem Modell der xy -Plattform der NPMM 200.

4.1 Sensorsystem

Wie bereits im Abschnitt 3.2.4 erläutert, erfolgt die Erfassung und die Korrektur der Messwerte zyklisch mit $83\frac{1}{3}$ kHz. Die Positionsmesswerte werden als Gleitkommazahl mit 64-Bit zur Verfügung gestellt, die Winkelmesswerte besitzen nur die halbe Datenbreite. Diese Messwerte werden über externe digitale Schnittstellen zu dem jeweiligen Regelungssystem geleitet. Der Regelungsalgorithmus wird mit einer Zyklusfrequenz von $8\frac{1}{3}$ kHz ausgeführt, das entspricht einer Taktzeit von $120\ \mu\text{s}$. Da die beiden Datenverarbeitungssysteme miteinander synchronisiert werden, stehen dem Regelungssystem immer die aktuellen Messwerte zur Verfügung. Somit kann das Sensorsystem als verzögerungsfrei angenommen werden. Aus diesem Grund wird auf eine explizite Modellierung der dynamischen Eigenschaften des Sensorsystems verzichtet.

4.2 Antriebssystem

Zum Antriebssystem gehören die eigentlichen Aktoren sowie die Leistungsverstärker. In diesem Abschnitt wird das Gesamtsystem aus beiden Komponenten betrachtet. Es wird die

Beziehung zwischen der Eingangsspannung $u_e(t)$ der Verstärkereinheiten und der erzeugten Antriebskraft $F_A(t)$ der Motoren mathematisch beschrieben.

4.2.1 Dynamik des Antriebssystems

Für eine präzise hochdynamische Positionsregelung sind die dynamischen Eigenschaften des Antriebssystems essentiell. Zur genauen Bestimmung dieser Eigenschaften wurden experimentelle Untersuchungen durchgeführt. Dabei wurden über das Datenverarbeitungssystem sprungförmige Spannungssignale vorgegeben. Mit Hilfe der Leistungsverstärker wurde der tatsächlich durch die Motoren fließende Strom gemessen. Auf Basis dieser Messdaten konnte ein Modell des Antriebssystems erstellt werden. Wie die Untersuchungen zeigten, reichte es aus das System bestehend aus Verstärker und Motoren durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung zu approximieren. Die Zeitkonstante wurde mit Hilfe einer numerischen Optimierung ermittelt. Dazu wurde die Simplexmethode nach Nelder und Mead [78] in Matlab benutzt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.1 dargestellt. Für die Motoren der xy -Plattform

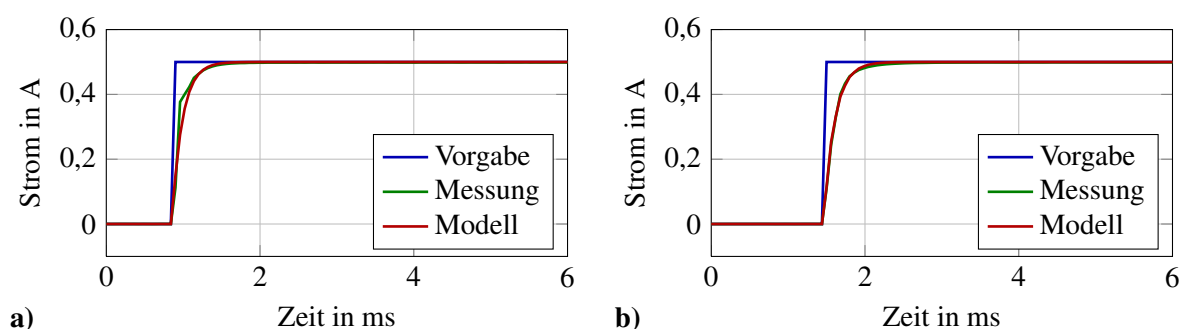


Abbildung 4.1: Identifizierte Sprungantworten **a)** xy -Antrieb $T_{xy} = 0,00013$ s, **b)** z -Antrieb $T_z = 0,00015$ s

wurde eine Zeitkonstante von $T_{xy} = 0,00013$ s ermittelt. Bei den Tauchspulenantrieben der z -Achse beträgt die Zeitkonstante $T_z = 0,00015$ s. Somit liegt die 3 dB Grenzfrequenz des Antriebssystems bei 7,69 kHz bzw. 6,66 kHz. Aufgrund dieser Ergebnisse kann für die angestrebten Positionieraufgaben von einem proportionalen Übertragungsverhalten ausgegangen werden. Das Antriebssystem kann demzufolge als Proportionalglied modelliert werden. Unter Berücksichtigung des Verstärkungsfaktors k_V der Leistungselektronik

$$k_V = \frac{i_{\max}}{u_{\max}} = 0,3 \text{ A/V.} \quad (4.1)$$

kann die von einem Antriebsmotor erzeugte Kraft durch die Kraftkonstante k_F beschrieben werden:

$$F_A(t) = k_F \cdot k_V \cdot u_e(t). \quad (4.2)$$

Dabei ist $u_e(t)$ die Steuerspannung (Eingangsspannung der Verstärkereinheit), die durch das Echtzeitsystem ausgegeben wird.

4.2.2 Kraft-Weg-Kennlinie der z-Aktoren

Wie bereits in Abschnitt 3.2 erläutert, wird die Kraftkonstante oder auch Kraftempfindlichkeit der z -Aktoren vom Hersteller mit $k_F = 21,35 \text{ N/A}$ angegeben [16]. Da sich bei einem solchen Antrieb prinzipbedingt die wirksame Windungszahl in Abhängigkeit der aktuellen Position ändert, kann davon ausgegangen werden, dass auch die Kraft-Strom-Beziehung positionsabhängig ist. Darüber hinaus wird in Datenblättern ähnlicher Aktoren des gleichen Herstellers eine Kennlinie für k_F angegeben [15], bei der sich der Absolutwert über den gesamten Bewegungsbereich um ca. 30 % ändert. Schwankungen dieser Größenordnung haben einen signifikanten Einfluss auf das Regelungssystem und müssen daher bekannt sein.

Daher musste ein Weg gefunden werden, die Kennlinie durch Experimente am Gesamtsystem zu ermitteln. Dafür muss an unterschiedlichen Positionen von den Aktoren eine definierte Kraft aufgebracht werden, während der notwendige Strom messtechnisch zu erfassen ist. Da die Aktoren für eine vertikale Bewegung genutzt werden, kann als bekannte Kraft die Gewichtskraft eines beliebigen Massestücks dienen, jedoch sollte die Masse groß genug sein, damit der zu messende Effekt gegenüber äußeren Störungen signifikant ist. Um Messungen an verschiedenen Positionen durchführen zu können, muss die z -Plattform inklusive Spiegelecke und Zusatzmasse geregelt nach oben bewegt werden. Diese Vorgehensweise ermöglicht eine Bestimmung der gesuchten Kennlinie ohne zusätzliche Messtechnik oder spezielle Prüfstände. Allerdings ist ein prinzipiell funktionstüchtiges Regelungssystem erforderlich. Die erreichbare Positioniergenauigkeit spielt dabei jedoch nur seine untergeordnete Rolle. Daher kam ein System aus mehreren PID-Reglern zum Einsatz (vgl. Abschnitt 5.2). Ein Regler für die z -Position sowie je ein Regler für den Winkel um die x - und die y -Achse. Als Referenzmasse wurde der Messobjektträger benutzt, welcher in Abbildung 3.9 auf der Spiegelecke zu erkennen ist. Dieser besitzt eine Masse von 3904 g.

Die Messergebnisse für eine linienförmige Bewegung von 1 mm bis 23 mm Höhe mit einer Geschwindigkeit von 0,25 mm/s sind in Abbildung 4.2 dargestellt. Dabei wurden die Messwerte sowohl für die Bewegung nach oben (Hinfahrt) als auch für die Fahrt zurück in die Ausgangsposition (Rückfahrt) aufgenommen. Die Einstellungen an der Gewichtskraftkompensation blieben dabei unverändert. Es ist ein markanter Unterschied der Stromverläufe zwischen beiden Messungen zu erkennen. So sind die Absolutwerte der Ströme bei der zweiten Messung (mit Zusatzmasse) höher als bei der ersten Messung (ohne Zusatzmasse), was aufgrund des zusätzlich anzuhebenden Gewichtes zu erwarten war. Des Weiteren ist eine deutliche Parabelform bei der zweiten Messung zu erkennen. Somit sollte die Kraft-Weg-Kennlinie ebenfalls parabelförmig sein. Bei allen Messungen sind die Ströme für die

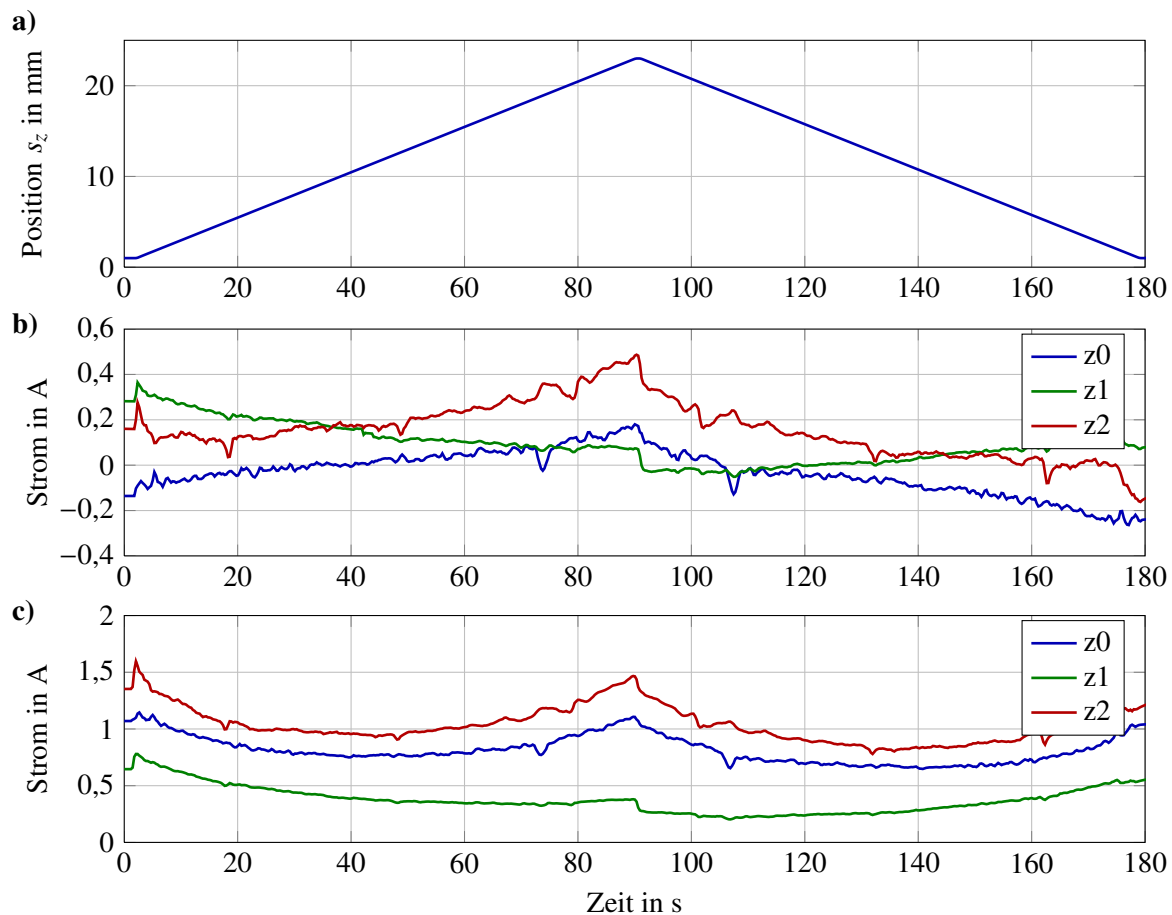


Abbildung 4.2: a) Positionsverlauf für eine lineare Bewegung mit 0,25 mm/s, b) Stromverlauf ohne Zusatzmasse, c) Stromverlauf mit Zusatzmasse

Hinfahrt höher als für die Rückfahrt. Außerdem sind lokale Einbrüche im Stromverlauf zu erkennen, die immer an den gleichen Positionen auftreten. Diese konnten durch weitere Untersuchungen reproduziert und auf nicht ausreichend dimensionierte Komponenten der Gewichtskraftkompensation zurückgeführt werden. Diese werden zukünftig durch verbesserte Bauteile ersetzt.

Für die Bestimmung der Kraft-Weg-Kennlinie ist die Differenz der Stromverläufe beider Messungen ausschlaggebend, da die Differenz auf die Zusatzmasse zurückzuführen ist. Zu diesem Zweck wird zunächst über je drei Messungen gemittelt. Anschließend wird der Mittelwert aus Hin- und Rückfahrt gebildet, somit werden richtungsabhängige Effekte, wie z. B. Reibung aus den Daten eliminiert. Das Ergebnis sowie der summierte Strom aller drei Aktoren ist in den Abbildungen A.4 und A.5 im Anhang zu sehen. Werden jetzt die beiden Summenströme voneinander abgezogen, kann aus der Differenz über die Beziehung

$$F = k_F(s_z) \cdot i(s_z) \quad (4.3)$$

die Kraftempfindlichkeit bestimmt werden. Dabei entspricht F der konstanten Gewichtskraft

des Messobjektträgers ($F = 3,904 \text{ kg} \cdot 9,81 \text{ m/s}^2$) und $i(s_z)$ der ortsabhängigen Differenz der beiden Summenströme (vgl. Abb. A.6) in Abhängigkeit der z -Position. Das Ergebnis dieser Berechnungen ist in Abbildung 4.3 a) zu sehen. Neben der aus den Messungen berechneten

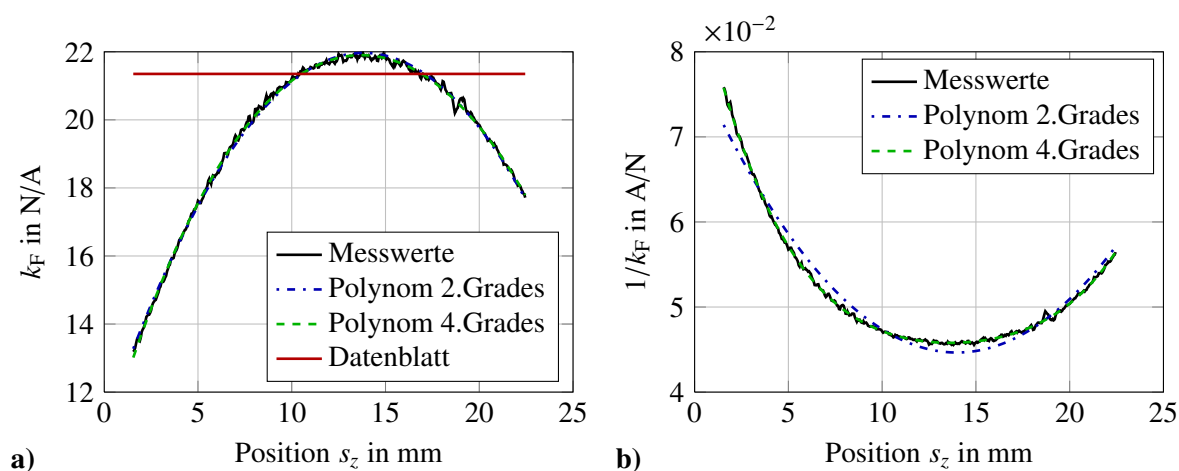


Abbildung 4.3: a) Kraftempfindlichkeit k_F , b) Inverse Kraftempfindlichkeit $1/k_F$

Empfindlichkeit $k_F(s_z)$ sind Approximationen mit einem Polynom 2. und 4. Grades dargestellt. Es ist eine deutliche Parabelform zu erkennen. Das Rauschen der aus den Messwerten berechneten Kennlinie ist sehr gering, somit kann davon ausgegangen werden, dass der tatsächliche Verlauf von k_F sehr gut nachgebildet werden konnte. Die identifizierte Kennlinie weicht am Rand des Bewegungsbereiches um circa 40% vom Wert aus dem Datenblatt ab. Des Weiteren ist zu erkennen, dass der Scheitelpunkt der Parabel nicht exakt in der Mitte des angestrebten Bewegungsbereiches von 25 mm liegt. Der Hub der Aktoren ist mit $\pm 12,7 \text{ mm}$ aus der Mittellage heraus angegeben [16]. Das bedeutet, dass beim Herausfahren aus der Initialposition (0 mm) die Aktoren außerhalb des spezifizierten Arbeitsbereiches betrieben werden, dies geht einher mit einem massiven Abfall der Kraftempfindlichkeit in diesem Bereich.

Für die Entwicklung eines modellbasierten Regelungssystems ist besonders die inverse Kraftempfindlichkeit $1/k_F(s_z)$ relevant, da das Regelungssystem aus den Messwerten Kräfte berechnet, die für die Ausgabe an die Leistungsverstärker in den notwendigen Strom umgerechnet werden müssen. Aus diesem Grund sind die entsprechenden inversen Verläufe in Abb. 4.3 b) dargestellt. Wie zu erkennen ist, lässt sich die Kraftempfindlichkeit sehr gut mit einer quadratischen Funktion approximieren, dagegen ist bei der inversen Kennlinie ein Polynom 4. Grades notwendig. Die entsprechende Gleichung lautet

$$1/k_F(s_z) = (a_4 s_z^4 + a_3 s_z^3 + a_2 s_z^2 + a_1 s_z^1 + a_0) \text{ A/N}, \quad (4.4)$$

dabei entspricht s_z der Position entlang der z -Achse in mm. Die Parameter lassen sich mittels Regression zu

$$\begin{aligned}
 a_4 &= 6,9295 \cdot 10^{-7} \text{ mm}^{-4} \\
 a_3 &= -3,8775 \cdot 10^{-5} \text{ mm}^{-3} \\
 a_2 &= 9,0529 \cdot 10^{-4} \text{ mm}^{-2} \\
 a_1 &= -1,0087 \cdot 10^{-2} \text{ mm}^{-1} \\
 a_0 &= 8,9364 \cdot 10^{-2}
 \end{aligned}$$

bestimmen.

Somit gilt für die Antriebskraft eines z -Aktors

$$F_{zi}(t) = k_F(s_z) \cdot k_V \cdot u_e(t). \quad (4.5)$$

Im Allgemeinen ist die Kraftempfindlichkeit auch von der Stromstärke abhängig (Kraft-Strom-Kennlinie) [103]. Zur Abschätzung dieses Einflusses wurden die vorgestellten Untersuchungen mit verschiedenen Gewichten wiederholt, da sich die Stromstärke über die zu hebende Masse beeinflussen lässt. Das Ergebnis ist in Abbildung 4.4 zu sehen. Außer dass das Messwerttrauschen bei geringeren Massen zunimmt, kann kein signifikanter Unterschied in den dargestellten Kurven festgestellt werden. Aus diesem Grund kann die ermittelte Kennlinie aus Glg. (4.4) für den hier vorliegenden Anwendungsfall als allgemeingültig angenommen werden.

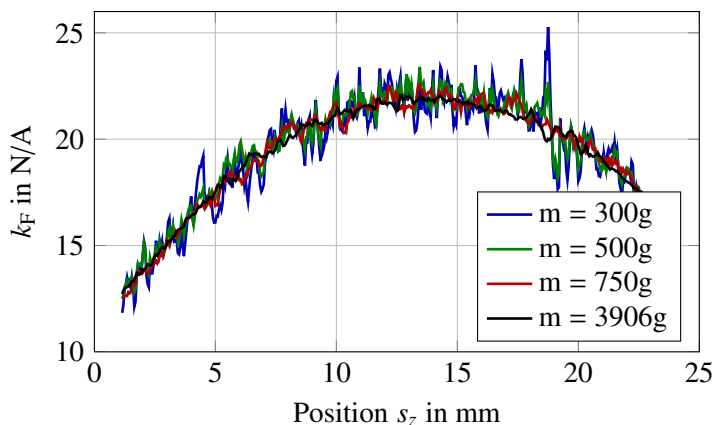


Abbildung 4.4:
Kraftempfindlichkeit $k_F(s_z)$ für
verschiedene Massen

4.3 Mechanischer Aufbau

Die einzelnen Plattformen der NPMM 200 können als starre Körper abstrahiert werden, an welchen die Aktoren für die Positionierung angreifen. Aus diesem Grund ist es zweckmäßig, die Beschreibung des dynamischen Verhaltens mit Hilfe des Impuls- und Drallsatzes durchzuführen. Im Folgenden werden zunächst die theoretischen Grundlagen für eine solche Modellierung vorgestellt. Danach erfolgt die Herleitung der Bewegungsgleichungen für die xy -Plattform und für die z -Plattform. Daran anschließend werden beide Teilmodelle zusammengefügt und die Identifikation unbekannter Systemparameter durchgeführt.

4.3.1 Theoretische Grundlagen

Drehungen im Raum

Da bei der NPMM 200 neben der Translation auch die Rotationen der Spiegelecke geregelt werden, müssen die Drehungen entsprechend modelliert werden. Grundsätzlich gibt es verschiedene Möglichkeiten, Drehbewegungen eines Körpers mathematisch zu beschreiben. Es wird dabei zwischen einer Beschreibung im körperfesten Koordinatensystem K' und im raumfesten Koordinatensystem K unterschieden. Je nach Situation werden Drehbewegungen in einem der beiden Koordinatensysteme beschrieben. So werden beispielsweise in der Robotik fast ausschließlich Rotationen im jeweils körperfesten Koordinatensystem betrachtet [92]. Dies ist zweckmäßig, da die Drehwinkel der verschiedenen Gelenke meist durch Winkelsensoren gemessen werden, die direkt im jeweiligen Gelenk angebracht sind.

Zur Beschreibung von Drehungen und zur Transformation von Koordinatensystemen werden Transformationsmatrizen verwendet. Die Rotation eines Ortsvektors \mathbf{r} wird durch die Multiplikation mit einer Transformationsmatrix \mathbf{T} mathematisch beschrieben. Im Folgenden sind die drei fundamentalen Rotationsmatrizen aufgelistet, die jeweils eine Rotation um eine Koordinatenachse darstellen.

Rotation um die x -Achse:

$$\mathbf{T}_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \varphi_x & -\sin \varphi_x \\ 0 & \sin \varphi_x & \cos \varphi_x \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Rotation um die y -Achse:

$$\mathbf{T}_y = \begin{bmatrix} \cos \varphi_y & 0 & \sin \varphi_y \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \varphi_y & 0 & \cos \varphi_y \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Rotation um die z -Achse:

$$\mathbf{T}_z = \begin{bmatrix} \cos \varphi_z & -\sin \varphi_z & 0 \\ \sin \varphi_z & \cos \varphi_z & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Werden mehrere Bewegungen nacheinander ausgeführt, so ergibt sich die Gesamttransformation durch Multiplikation der Einzeltransformationen. Die entstehende Matrixgleichung

$$\mathbf{r}' = \mathbf{T}_x \mathbf{T}_y \mathbf{T}_z \mathbf{r} = \mathbf{T} \mathbf{r} \quad (4.9)$$

mit der Matrix für die Gesamttransformation \mathbf{T} kann dabei auf zwei Arten interpretiert werden. Werden die jeweils körperfesten Koordinatensysteme betrachtet, so wird in diesem Beispiel der Vektor \mathbf{r} zunächst um die x -Achse rotiert, danach um die y -Achse des bereits gedrehten Koordinatensystems und danach um die z -Achse des daraus resultierenden Systems.

Wird die Gleichung jedoch von rechts nach links gelesen, so ist das Bezugssystem immer das globale Koordinatensystem, das heißt der Vektor \mathbf{r} wird zunächst um die globale z -Achse gedreht. Der resultierende Vektor wird um die globale y -Achse rotiert und der daraus entstehende Vektor wird abschließend um die globale x -Achse gedreht. Ob also um globale oder körperfeste Achsen rotiert wird, ist für die mathematische Beschreibung irrelevant. Das Ergebnis kann immer als die Beschreibung des transformierten Vektors im globalen Koordinatensystem angesehen werden. Aus diesem Grund kann diese Beschreibung auch für die NPMM 200 zur Berechnung der gemessenen Winkel genutzt werden. Die Messsysteme sind am metrologischen Rahmen befestigt und spannen somit ein unbewegliches globales Koordinatensystem auf.

Wird ein Vektor nacheinander um mehrere Achsen gedreht, können die resultierenden globalen Winkel mittels Arkustangensbeziehungen berechnet werden. Für die Drehung des Einheitsvektors der z -Achse $\mathbf{r} = \mathbf{e}_z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$ um φ_x um die x -Achse und danach um φ_y um die neue y -Achse, ist das Ergebnis beispielsweise

$$\mathbf{r}' = \mathbf{T}_x \mathbf{T}_y \mathbf{r} = \begin{bmatrix} \sin \varphi_y \\ -\cos \varphi_y \sin \varphi_x \\ \cos \varphi_x \cos \varphi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r'_x \\ r'_y \\ r'_z \end{bmatrix}. \quad (4.10)$$

Der globale Winkel ψ_x kann entsprechend der Arkustangensbeziehung

$$\psi_x = -\arctan \frac{r'_y}{r'_z} = \varphi_x \quad (4.11)$$

bestimmt werden. Entsprechend gilt

$$\psi_y = \arctan \frac{r'_x}{r'_z} = \arctan \frac{\sin \varphi_y}{\cos \varphi_x \cos \varphi_y}. \quad (4.12)$$

Wie zu erkennen ist, beeinflusst die Drehung um die x -Achse gleichzeitig den Winkel ψ_y . Das Gleiche gilt für den Winkel ψ_x , wenn die Drehung in umgekehrter Reihenfolge stattfindet.

Werden Drehungen mit Rotationsmatrizen beschrieben, muss die Reihenfolge der Drehungen berücksichtigt werden. Dies folgt aus der Tatsache, dass Matrixmultiplikationen nicht assoziativ sind. Es muss definiert werden, in welcher Reihenfolge die Drehungen stattfinden. Sind die Drehwinkel jedoch klein genug, dann ist die Ausführungsreihenfolge in bestimmten Grenzen irrelevant. Die in der NPMM 200 eingesetzten Mehrstrahlaserinterferometer besitzen einen Winkelmessbereich von lediglich ± 1 arcmin und eine Winkelauflösung von 0,00053 arcsec (vgl. Abschnitt 3.2). Zur Veranschaulichung der Größenordnungen wird das Beispiel aus Glg. (4.10) verwendet. Einen Überblick über verschiedene Drehwinkel, sowie die Differenz aus globalem Winkel ψ_y und dem Drehwinkel φ_y gibt Tabelle 4.1.

Die Differenz aus Drehwinkel und der resultierenden globalen Lage ist für Drehwinkel \leq

Tabelle 4.1: Drehungen um sehr kleine Winkel

Drehwinkel		Differenz
φ_x in arcmin	φ_y in arcmin	$\psi_y - \varphi_y$ in arcsec
1	1	$2,54 \cdot 10^{-6}$
1	5	$1,27 \cdot 10^{-5}$
1	10	$2,54 \cdot 10^{-5}$
5	1	$6,34 \cdot 10^{-5}$
5	5	$3,17 \cdot 10^{-4}$
5	10	$6,35 \cdot 10^{-4}$
10	5	$1,30 \cdot 10^{-3}$

5 arcsec kleiner als die Winkelauflösung der Interferometer. Somit ist bei einem Drehwinkel, der um Faktor fünf größer ist als der Messbereich der Interferometer, diese Differenz nicht messbar. Aus diesem Grund ist auch die Reihenfolge der Drehungen für das hier dargestellte Beispiel nicht von Bedeutung.

In der Mechanik wird für „kleine Winkel“ oft die lineare Taylorapproximation für trigonometrische Funktionen benutzt. Dabei werden Winkel bis maximal 5° als „kleine Winkel“ bezeichnet. Es gelten dann die Vereinfachungen $\sin \alpha \approx \alpha$, $\cos \alpha \approx 1$ und $\tan \alpha \approx \alpha$ für $[\alpha] = \text{rad}$. Die Rotationswinkel der NPMM 200 sind ein Vielfaches kleiner als 5° . Dennoch liegen die Fehler, die durch diese Kleinwinkelnäherung verursacht werden, in bestimmten Fällen in Größenordnungen, die durch die Messsysteme erfasst werden können. Die Fehler der Approximation für einen Winkel von 1 arcmin betragen:

$$e_{\sin 1'} = 4,10 \cdot 10^{-12}$$

$$e_{\cos 1'} = 4,23 \cdot 10^{-8}$$

$$e_{\tan 1'} = -8,20 \cdot 10^{-12}.$$

Wird der Cosinusterm mit einer Strecke von 0,1 m multipliziert, so ergibt sich ein Längenfehler von ca. 4 nm, welcher für Nanopositionierung durchaus relevant ist. Bei der Tangensapproximation ergibt sich in der gleichen Situation jedoch nur ein Längenfehler von ca. 1 pm, der unterhalb der Auflösung der Interferometer liegt. Während der Erstellung des Modells der NPMM 200 werden die Winkelfunktionen durch die Kleinwinkelnäherung approximiert. Die Fehlerabschätzung zeigt, dass auf diese Weise Ungenauigkeiten in relevanten Größen möglich sind. Ob diese Fehler tatsächlich relevant sind, muss im Einzelfall überprüft werden.

Impulssatz

Der Impulserhaltungssatz beschreibt die Wirkung einer im Schwerpunkt angreifenden Kraft auf den Bewegungszustand eines Körpers. Er folgt direkt aus den Newton'schen Axi-

men und besagt, dass die auf einen Körper wirkende Kraft \mathbf{F} der zeitlichen Änderung des Impulses $\dot{\mathbf{p}}$ entspricht. Es gilt die folgende Gleichung:

$$\mathbf{F} = \dot{\mathbf{p}}.$$

Aufgrund der konstanten bewegten Masse m , folgt daraus

$$\mathbf{F} = m\dot{\mathbf{v}}. \quad (4.13)$$

Dabei ist \mathbf{v} die vektorielle Geschwindigkeit des Körpers.

Drallsatz

Der Drallsatz oder auch Drehimpulserhaltungssatz beschreibt die Wirkung von Kräften auf ein System von Massepunkten, die nicht im Schwerpunkt angreifen und somit ein Drehmoment \mathbf{M} erzeugen. Die zeitliche Ableitung des Gesamtdrehimpulses \mathbf{L} ist dabei gleich dem äußeren Moment an dem betrachteten Drehpunkt. Es gilt im Allgemeinen die Gleichung

$$\mathbf{M} = \dot{\mathbf{L}}.$$

Entsprechend [41] verändert sich die Beziehung für einen starren Körper, der im körperfesten Koordinatensystem um seinen Schwerpunkt rotiert, zu

$$\mathbf{M} = \dot{\mathbf{L}} + \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{L}.$$

Mit der Beziehung zwischen Drehimpuls \mathbf{L} und Winkelgeschwindigkeit $\boldsymbol{\omega}$ eines starren Körpers

$$\mathbf{L} = \mathbf{J}\boldsymbol{\omega} \quad (4.14)$$

folgt daraus

$$\mathbf{M} = \mathbf{J}\dot{\boldsymbol{\omega}} + \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{J}\boldsymbol{\omega}. \quad (4.15)$$

Der Trägheitstensor \mathbf{J} hat im körperfesten Koordinatensystem die Form

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} J_{xx} & J_{xy} & J_{xz} \\ J_{yx} & J_{yy} & J_{yz} \\ J_{zx} & J_{zy} & J_{zz} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

und gibt die Massenverteilung eines Körpers bezüglich der Drehachsen an. Er ist somit ein Maß für die Trägheit gegenüber Drehungen. Der Trägheitstensor ist symmetrisch [112], daher gilt $J_{xy} = J_{yx}$, $J_{xz} = J_{zx}$ und $J_{yz} = J_{zy}$. Die Diagonalelemente sind die Trägheitsmomente bezüglich der Rotationsachsen, so ist J_{xx} das Trägheitsmoment um die x -Achse. Die Elemen-

te der Nebendiagonalen werden als Deviationsmomente bezeichnet, welche das Bestreben des Körpers quantifizieren, seine Rotationsachse zu ändern. Die Berechnung der Elemente des Trägheitstensors erfolgt nach

$$\begin{aligned} J_{xx} &= \int (y^2 + z^2) dm, & J_{yy} &= \int (x^2 + z^2) dm, & J_{zz} &= \int (x^2 + y^2) dm \\ J_{xy} &= - \int (x \cdot y) dm, & J_{xz} &= - \int (x \cdot z) dm, & J_{yz} &= - \int (y \cdot z) dm. \end{aligned} \quad (4.17)$$

Die Deviationsmomente geben dynamische Unwuchten eines rotierenden Körpers an. Sie existieren nur, wenn der Körper nicht um seine Hauptträgheitsachsen rotiert. Der Trägheitstensor ist somit abhängig von der Wahl der Rotationsachsen. Falls die Rotation nicht im körperfesten Koordinatensystem, sondern im Inertialsystem betrachtet wird, ist der Trägheitstensor darüber hinaus zeitveränderlich.

Für jeden Körper existiert ein Koordinatensystem, in dem der Trägheitstensor die Form einer Diagonalmatrix besitzt, das heißt die Deviationsmomente verschwinden für diesen Fall. Die entsprechenden Koordinatenachsen werden als Hauptträgheitsachsen eines Körpers bezeichnet. Sie stehen senkrecht aufeinander und verlaufen durch seinen Schwerpunkt. Besitzt ein Körper Symmetrieachsen, so entsprechen diese den Hauptträgheitsachsen. Die zugehörigen Hauptträgheitsmomente sind die Eigenwerte J_a , J_b und J_c des Trägheitstensors, dabei ist J_a das größte und J_c das kleinste Trägheitsmoment. Der entsprechende Trägheitstensor hat die Form

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} J_a & 0 & 0 \\ 0 & J_b & 0 \\ 0 & 0 & J_c \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

Sowohl die Hauptträgheitsmomente als auch die dazugehörigen Drehachsen können mit Hilfe von CAD Konstruktionsprogrammen problemlos bestimmt werden. Für eine Rotation um die Hauptträgheitsachsen ergeben sich aus Glg. 4.15 die Eulerschen Kreiselgleichungen, die in Komponentenschreibweise im Folgenden dargestellt sind.

$$M_a = J_a \dot{\omega}_a + \omega_b \omega_c (J_c - J_b) \quad (4.19)$$

$$M_b = J_b \dot{\omega}_b + \omega_a \omega_c (J_a - J_c) \quad (4.20)$$

$$M_c = J_c \dot{\omega}_c + \omega_a \omega_b (J_b - J_a) \quad (4.21)$$

4.3.2 Modellierung der x-y-Plattform

Aufgrund des seriellen Aufbaus der NPMM 200¹ kann die Modellierung in weiten Teilen getrennt erfolgen. Dabei ist es zweckmäßig, zunächst den Verbund aus x- und y-Plattform und damit die planare Bewegung zu betrachten. Bei der Konstruktion der NPMM 200 wurde

¹Die drei beweglichen Plattformen bauen aufeinander auf.

die Annahme getroffen, dass dieser Verbund eine Bewegung entlang der x - und y -Achse sowie eine minimale Rotation um die z -Achse ausführen kann. Falls die drei z -Aktoren genutzt werden die Spiegelecke nach unten zu ziehen, wäre diese fest mit der y -Plattform verbunden und alle drei Freiheitsgrade könnten direkt über das x - und y -Messsystem erfasst werden. Für diesen Fall würde ein Modell der xy -Plattform die NPMM 200 komplett beschreiben.

Bei der Inbetriebnahme der NPMM 200 wurde festgestellt, dass es aufgrund der hohen Steifigkeit der Linearführungen nicht möglich ist, den Winkel um die z -Achse φ_z mittels der planaren Linearmotoren signifikant zu beeinflussen. Somit existiert dieser Freiheitsgrad nicht.

Die Spiegelecke ist ein Hochpräzisions-Bauteil aus Zerodur[®] und wird in dieser Arbeit als absolut plan und rechtwinklig angenommen. Dies entspricht zwar nicht der Realität, jedoch wird im Datenerfassungssystem der NPMM 200 eine Spiegeleckenkorrektur durchgeführt. Dazu wurde die Topographie der Spiegelecke mit einem Fizeau-Interferometer gemessen [115] und in einer Look-Up-Table abgelegt, so dass die Messfehler aufgrund der Spiegelgenauigkeit korrigiert werden können. Die Messsysteme werden derart justiert, dass die Interferometerstrahlen senkrecht auf die Spiegelflächen treffen. Somit bilden die Messsysteme ein Koordinatensystem, in welchem die Position und Lage der Spiegelecke gemessen wird. Bei der Montage ist es jedoch nicht möglich, die Spiegelecke auf dem mechanischen Aufbau exakt auszurichten. Aus diesem Grund ist eine minimale Verdrehung der Spiegelecke gegenüber den Führungen und Antriebsmotoren nicht vermeidbar. Darüber hinaus kann aufgrund von Fertigungstoleranzen auch nicht garantiert werden, dass die Linearführungen exakt rechtwinklig zueinander angeordnet sind. Diese Winkelfehler führen zu einer Verkopplung der Achsen. Wird eine Bewegung in der einen Achse durchgeführt, so wird auch eine Positionsänderung der anderen Achse gemessen.

Um diese Abhängigkeit bei der Modellierung zu erfassen, werden die beiden konstanten Drehwinkel φ_{xz} und φ_{yz} eingeführt. Der Winkel φ_{xz} gibt die Verdrehung der x -Führung um die z -Achse an. Entsprechend beschreibt der Winkel φ_{yz} die Verdrehung der y -Führung um die z -Achse. Durch die Annahme von zwei unabhängigen Winkeln kann auch eine relative Verdrehung der beiden Führungen gegeneinander modelliert werden. Die beiden Winkel können nicht gemessen werden, sondern müssen durch experimentelle Identifikation ermittelt werden (vgl. Abschnitt 4.3.5). Die prinzipielle geometrische Anordnung ist in Abbildung 4.5 dargestellt.

Die von den Interferometern gemessenen Positionen s_x und s_y lassen sich aus den tatsächlichen Bewegungen s'_x und s'_y der Spiegelecke entlang der Führungen wie folgt berechnen:

$$\begin{aligned} s_x &= s'_x \cos \varphi_{xz} - s'_y \sin \varphi_{yz} \\ s_y &= s'_y \cos \varphi_{yz} + s'_x \sin \varphi_{xz} \end{aligned}$$

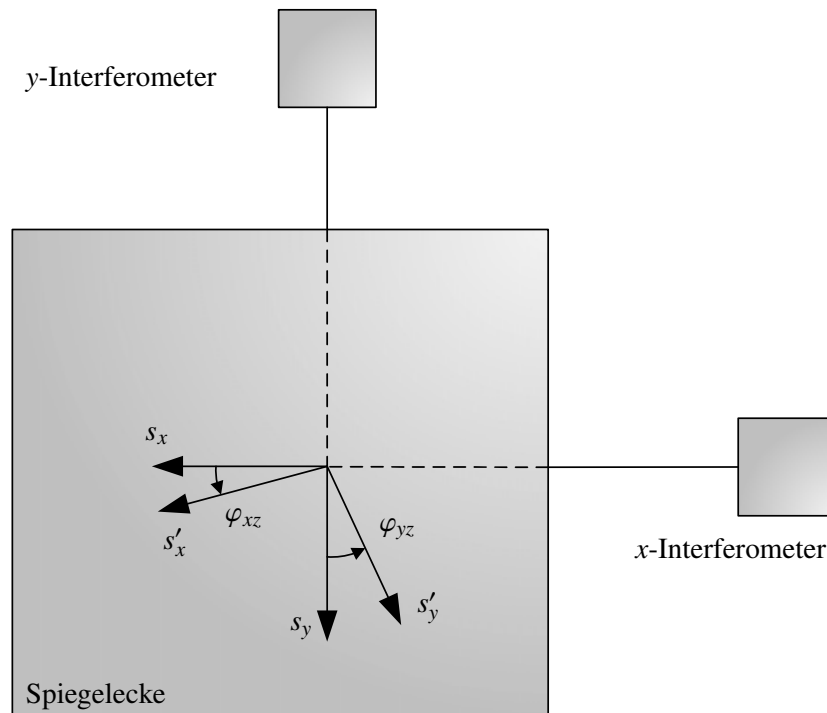


Abbildung 4.5:
Geometrischer Zusammenhang x - y -Plattform

Durch Anwenden der Kleinwinkelnäherung ergibt sich

$$\begin{aligned} s_x &= s'_x - s'_y \varphi_{yz} \\ s_y &= s'_y + s'_x \varphi_{xz}. \end{aligned} \quad (4.22)$$

Wird der gesamte Bewegungsbereich betrachtet, so wird durch die Approximation der cos-Funktion, entsprechend den Überlegungen im vorangegangenen Abschnitt, ein Fehler von mehreren Nanometern in Kauf genommen. Dieser spielt für die Dynamik der Maschine aber keine Rolle und die stationäre Genauigkeit muss vom Regelungssystem gewährleistet werden.

Unter der Annahme, dass auf die bewegten Massen nur die Antriebskräfte F_A und die Reibkräfte F_R wirken, kann aus dem Impulssatz

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_A - \mathbf{F}_R = m\dot{\mathbf{v}}' \quad (4.23)$$

und den Gleichungen (4.22) ein Zustandsraummodell für die x - y -Plattform erstellt werden. Die Reibkraft wird in Abschnitt 4.4 gesondert betrachtet und an dieser Stelle zunächst als externe Kraft angenommen. Die Antriebskraft setzt sich pro Achse aus der Kraft der beiden

Linearmotoren zusammen. Somit ergibt sich das Zustandsraummodell der x - y -Plattform zu:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{s}'_x \\ \ddot{s}'_x \\ \dot{s}'_y \\ \ddot{s}'_y \end{bmatrix}}_{\dot{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} s'_x \\ \dot{s}'_x \\ s'_y \\ \dot{s}'_y \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{m_x} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{m_y} \end{bmatrix}}_B \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} F_{x0} + F_{x1} - F_{Rx} \\ F_{y0} + F_{y1} - F_{Ry} \end{bmatrix}}_u \quad (4.24)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} s_x \\ s_y \end{bmatrix}}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & -\varphi_{yz} & 0 \\ \varphi_{xz} & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_C \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} s'_x \\ \dot{s}'_x \\ s'_y \\ \dot{s}'_y \end{bmatrix}}_x \quad (4.25)$$

4.3.3 Modellierung der z -Plattform

Unter der Annahme, dass die xy -Plattform an der Nullposition feststeht, kann auch die z -Plattform zunächst einzeln modelliert werden. Es handelt sich dabei um ein System mit drei Freiheitsgraden. In Abbildung 4.6 ist das entsprechende Teilsystem inklusive der Antriebskräfte dargestellt. Über die drei Tauchspulenantriebe wird die Plattform in z -Richtung verfahren und um die Winkel φ_x und φ_y gekippt. Die Position sowie die Drehwinkel werden durch die Messsysteme erfasst.

Für eine korrekte mathematische Beschreibung der Bewegungsdynamik ist die richtige Wahl der Rotationsachsen ausschlaggebend. In Abbildung 4.7 ist die z -Plattform schematisch dargestellt. Es sind die drei Aktoren sowie die beiden Führungen und der Schwerpunkt eingezeichnet. Es ist gut zu erkennen, dass diese Baugruppe so konstruiert wurde, dass der Schwerpunkt auf der Verbindungslinie (b -Achse) zwischen den beiden Führungen liegt. Senkrecht dazu existiert eine Symmetrieachse (a -Achse). Diese beiden Achsen bilden

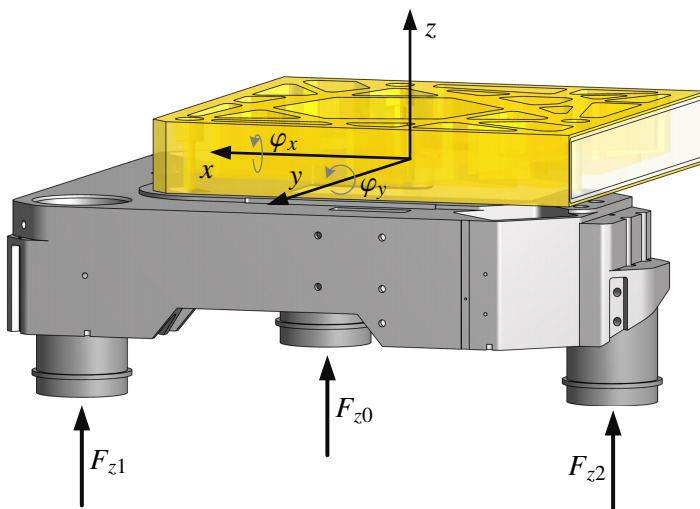


Abbildung 4.6: z -Plattform

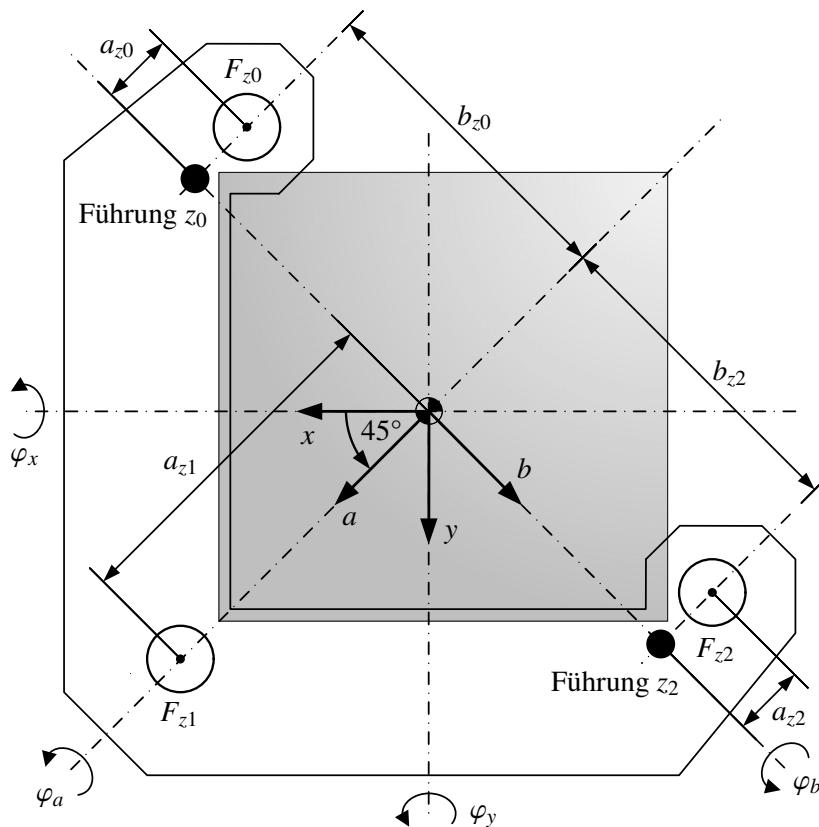


Abbildung 4.7:
Position der z -Aktoren bezüglich den Drehachsen der z -Plattform

die Hauptträgheitsachsen der z -Plattform. Entsprechend der Abbildung sind die Hauptträgheitsachsen um 45° gegenüber dem xyz -Koordinatensystem verdreht.

Aufgrund der Anordnung der Führungen ist anzunehmen, dass sich die beiden Rotationen um die Winkel φ_a und φ_b in ihrer Dynamik signifikant unterscheiden. Die Rotation um φ_b findet nur aufgrund der elastischen Verformung der Führungsbefestigung (vgl. Abb. A.3) statt. Auf die Rotation um φ_a hat, neben diesen elastischen Effekten, auch die vertikale Bewegung der beiden Führungen einen Einfluss. Wegen dieser unterschiedlichen Dynamik und aufgrund der Tatsache, dass die entsprechenden Achsen die Hauptträgheitsachsen sind, ist es zweckmäßig, die Kipp- und Nickbewegungen der z -Plattform durch Rotation um die a - und b -Achse zu modellieren.

Dies verdeutlicht ein Experiment, dessen Ergebnis in Abbildung 4.8 dargestellt ist. Es wurde die z -Plattform in der Höhe verfahren (von 5 mm auf 9 mm) und die Rotationswinkel gemessen. Sowohl die Bewegung in z -Richtung als auch die Rotationen um die x - und die y -Achse wurden mittels separater PID-Regler (vgl. Abschnitt 5.2) geregelt. Es ist gut zu erkennen, dass der Verlauf der Winkel φ_x und φ_y über den gesamten Bereich nahezu identisch ist. Dagegen unterscheiden sich die Signalverläufe der Winkel φ_a und φ_b , sehr deutlich. Um die b -Achse findet kaum eine Rotation statt, während der Winkel φ_a im Vergleich dazu stark schwankt und ein ähnlicher Verlauf wie bei φ_x und φ_y zu erkennen ist. Die gemessenen Rotationen um die x - und y -Achse haben somit ihre Ursache hauptsächlich in einer Rotation um die a -Achse.

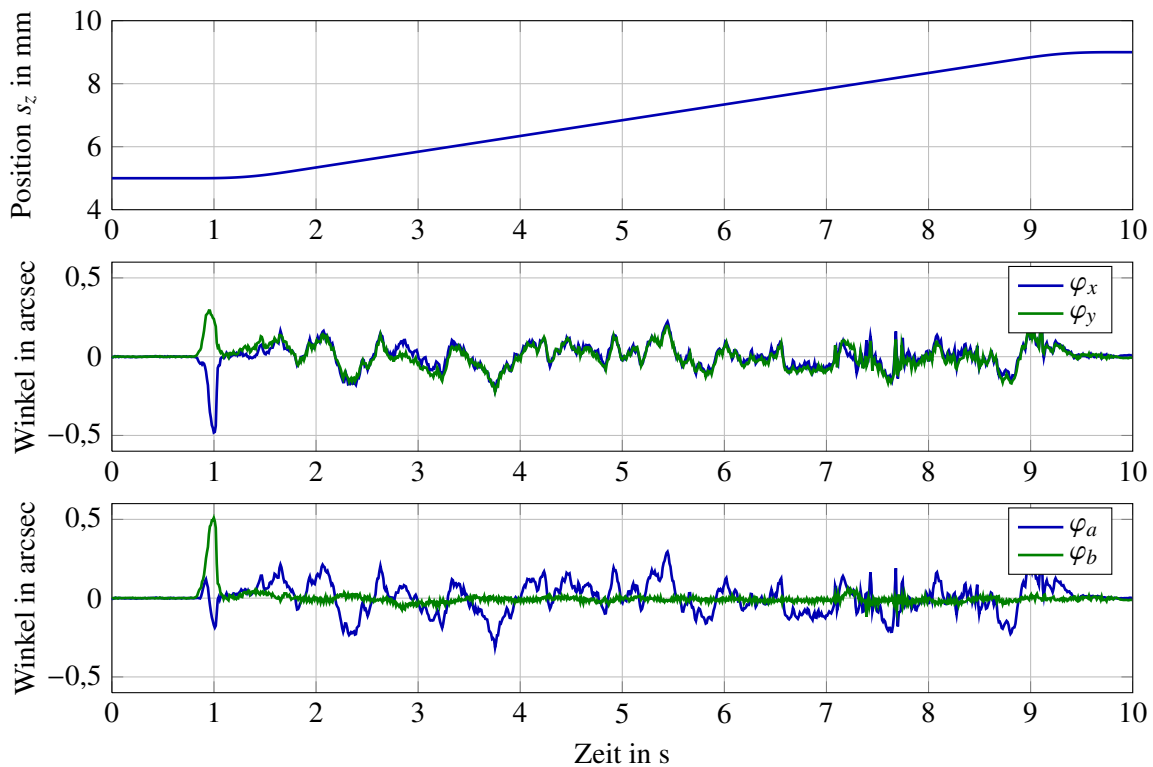


Abbildung 4.8: Verlauf der Winkel φ_x , φ_y , φ_a und φ_b bei einer Fahrt in z -Richtung von 4 mm Länge, für die Regelung wurden drei separate PID-Regler verwendet

Die Berechnung der Winkel φ_a und φ_b kann mittels Rotationsmatrizen hergeleitet werden. Es ergeben sich die folgenden Beziehungen:

$$\varphi_a = \arctan\left(\frac{\sqrt{2} \tan \varphi_x}{2} + \frac{\sqrt{2} \tan \varphi_y}{2}\right)$$

$$\varphi_b = -\arctan\left(\frac{\sqrt{2} \tan \varphi_x}{2} - \frac{\sqrt{2} \tan \varphi_y}{2}\right).$$

Für Kippwinkel in den relevanten Größenbereichen können diese Beziehungen zu der Matrixgleichung

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_x \\ \varphi_y \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

zusammengefasst werden. Für die Berechnung der Winkel φ_x und φ_y gilt entsprechend:

$$\begin{bmatrix} \varphi_x \\ \varphi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \end{bmatrix}. \quad (4.27)$$

Für die Bewegung in z -Richtung kann wie schon bei der xy -Plattform zunächst angenommen werden, dass den Antriebskräften nur die Reibung entgegenwirkt. Da die Rotationen aufgrund des Aufbaus hauptsächlich gegen mechanische Elastizitäten erfolgen, werden die

rotatorischen Teilsysteme durch Feder-Masse-Dämpfer-Modelle beschrieben. Für die Rotation um die b -Achse entspricht dies auch weitestgehend der Realität. Da die Rotation um die a -Achse aber durch eine Bewegung der z -Führung erfolgt, kann die Beschreibung auch mittels expliziter Reibmodelle erfolgen, worauf an dieser Stelle jedoch zunächst verzichtet wird. Da sich die Führungen auf der Drehachse befinden, muss bei der Rotation um die b -Achse kein zusätzliches Reibmoment betrachtet werden.

Auf Basis dieser Überlegungen können die Bewegungsdifferentialgleichungen für die z -Plattform aufgestellt werden. So gilt für die vertikale Bewegung des Schwerpunktes:

$$F_{Az} - F_{Rz} = m_z \ddot{s}'_z. \quad (4.28)$$

Dabei gibt s'_z den Weg in der Richtung der z -Führungen an. Ausgehend von den Eulerschen Kreisgleichungen (4.19) – (4.20) und unter Berücksichtigung der Tatsache, dass um die Hochachse keine Bewegung stattfindet ($\omega_c = 0$), kann die Dynamik der Drehbewegungen mit den folgenden Gleichungen modelliert werden:

$$M_{Aa} - c_a \varphi_a - d_a \dot{\varphi}_a = J_a \ddot{\varphi}_a \quad (4.29)$$

$$M_{Ab} - c_b \varphi_b - d_b \dot{\varphi}_b = J_b \ddot{\varphi}_b. \quad (4.30)$$

Die Faktoren c_a und c_b beschreiben die Steifigkeiten um die entsprechenden Drehachsen und d_a und d_b sind Dämpfungskoeffizienten.

Die Antriebsmomente M_{Aa} und M_{Ab} , sowie die Antriebskraft in z -Richtung F_{Az} lassen sich aus Abbildung 4.7 ableiten und ergeben sich zu

$$F_{Az} = F_{z0} + F_{z1} + F_{z2} \quad (4.31)$$

$$M_{Aa} = -F_{z0} \cdot \cos \varphi_a \cdot b_{z0} + F_{z2} \cdot \cos \varphi_a \cdot b_{z2}$$

$$M_{Ab} = F_{z0} \cdot \cos \varphi_b \cdot a_{z0} - F_{z1} \cdot \cos \varphi_b \cdot a_{z1} + F_{z2} \cdot \cos \varphi_b \cdot a_{z2}.$$

Aufgrund der kleinen Drehwinkel kann die Winkelbeziehung bei den Momenten entfallen. Es folgt

$$M_{Aa} = -F_{z0} b_{z0} + F_{z2} b_{z2} \quad (4.32)$$

$$M_{Ab} = F_{z0} a_{z0} - F_{z1} a_{z1} + F_{z2} a_{z2}. \quad (4.33)$$

Mit diesen Gleichungen ist die Beschreibung der z -Plattform noch nicht abgeschlossen. Aufgrund der verwendeten Art der Längenmessung hat eine Änderung der Winkel gleichzeitig eine Änderung der gemessenen Position s_z zur Folge, obwohl der Schwerpunkt keine Bewegung vollzieht. Der Schwerpunkt der z -Plattform liegt unterhalb der Spiegelfläche. Darüber hinaus ist in der planaren Nullposition der Abbeppunkt (Position des Interferometer-

strahls) horizontal zum Schwerpunkt verschoben. Unter der Annahme, dass die Drehachsen durch den Schwerpunkt verlaufen, ergibt sich die in Abbildung 4.9 dargestellte Anordnung. Die gesuchte Positionsänderung Δs_{z1} aufgrund der Verkippung φ_y lässt sich über die Tangensbeziehung im großen Dreieck

$$\tan \varphi_y = \frac{\Delta s_{z1} + z_{sf} - z_{sf} \cos \varphi_y}{x_{si} + z_{sf} \sin \varphi_y}$$

bestimmen. Daraus folgt:

$$\Delta s_{z1} = \tan \varphi_y (x_{si} + z_{sf} \sin \varphi_y) - z_{sf} + z_{sf} \cos \varphi_y.$$

Mit der Approximation für kleine Winkel ergibt sich

$$\Delta s_{z1} = \varphi_y (x_{si} + z_{sf} \varphi_y). \quad (4.34)$$

Die gleiche Anordnung gilt auch für die Drehung um die x -Achse, nur hat der Winkel φ_x einen anderen Drehsinn. Dies führt zu der Längenänderung

$$\Delta s_{z2} = \varphi_x (y_{si} - z_{sf} \varphi_x) \quad (4.35)$$

aufgrund der Verdrehung φ_x um die x -Achse.

Die gemessene Position s_z setzt sich somit aus der vertikalen Bewegung des Schwerpunktes s'_z und den Änderungen Δs_{z1} und Δs_{z2} , verursacht durch die Verdrehungen, zusammen. Es gilt

$$s_z = s'_z + \Delta s_{z1} + \Delta s_{z2}. \quad (4.36)$$

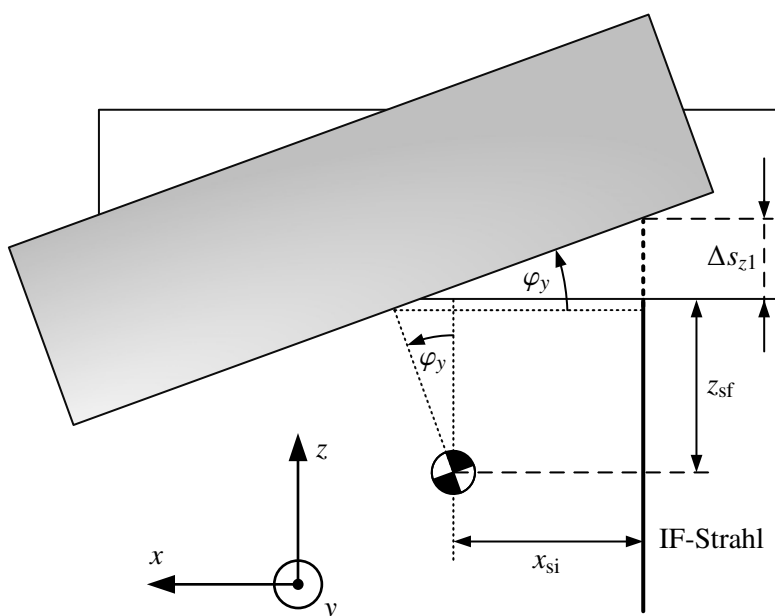


Abbildung 4.9:
Einfluss des Winkels φ_y auf die Position s_z

Damit sind die für die Modellierung der z -Plattform notwendigen mathematischen Formulierungen vorhanden. Die Gleichungen (4.28) – (4.33) beschreiben die Bewegung im körperfesten Koordinatensystem, welches um 45° gegenüber den Messsystemen gedreht ist. Die Gleichungen (4.27) und (4.34) – (4.36) beschreiben die Umrechnung der Bewegungsgrößen ins Koordinatensystem der Messsysteme. Im nächsten Abschnitt werden die Modelle der x - y - und der z -Plattform zu einem Gesamtmodell der NPMM 200 zusammengeführt.

4.3.4 Mechanisches Gesamtmodell

Werden die beiden Teilmodelle verbunden, müssen weitere Wechselwirkungen der Bewegungsgrößen betrachtet werden. So sind die Längenänderungen Δs_{z1} und Δs_{z2} auch abhängig von den Positionen s_x und s_y . Die Abstände x_{si} und y_{si} zwischen Schwerpunkt und Interferometerstrahl setzen sich aus den Abständen des Abbepunktes zum Schwerpunkt x_{ab} und y_{ab} in der Nullposition, sowie den Positionen s_x und s_y zusammen. Die entsprechenden Gleichungen lauten:

$$x_{si} = x_{ab} + s_x \quad (4.37)$$

$$y_{si} = y_{ab} + s_y \quad (4.38)$$

Darüber hinaus verursacht eine Verkippung der Spiegelecke auch eine Änderung der Positionsmesswerte s_x und s_y . Der entsprechende Zusammenhang ist in Abbildung 4.10 dargestellt. Die Längenänderung Δs_x lässt sich über die Tangensbeziehung

$$\tan \varphi_y = \frac{\Delta s_x}{z_{si} - h_2}$$

ausdrücken. Mit $h_2 = h_1 / \tan \varphi_y$ und $h_1 = x_{sf} / \cos \varphi_y - x_{sf}$ kann die Gleichung für Δs_x aufge-

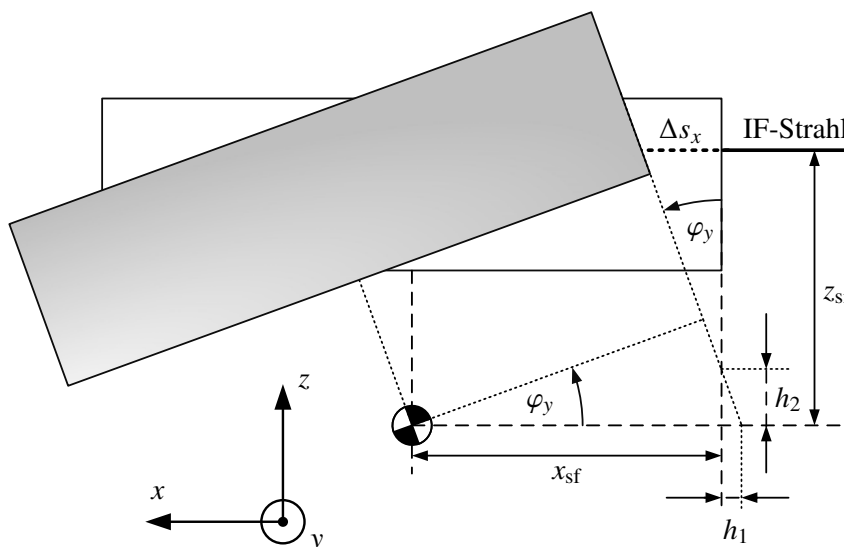


Abbildung 4.10:
Einfluss des Winkels φ_y
auf die x -Position

stellt werden:

$$\Delta s_x = z_{si} \tan \varphi_y - \frac{x_{sf}}{\cos \varphi_y} + x_{sf}.$$

Diese vereinfacht sich durch die Kleinwinkelnäherung zu

$$\Delta s_x = z_{si} \varphi_y.$$

Die Längenänderung Δs_y aufgrund der Verkippung φ_x kann auf die gleiche Weise hergeleitet werden. Durch den anderen Drehsinns des Winkels ergibt sich der Zusammenhang

$$\Delta s_y = -z_{si} \varphi_x.$$

Es ist noch zu beachten, dass der Abstand z_{si} von der gemessenen Position s_z nach der Beziehung

$$z_{si} = z_{ab} - s_z \quad (4.39)$$

abhängt. Der konstante Wert z_{ab} ist der Abstand zwischen Abbepunkt und Schwerpunkt in der Nullposition ($s_z = 0$).

Eine weitere Wechselwirkung, die im Gesamtmodell berücksichtigt werden muss, sind zusätzliche Verdrehungen der Führungen. Die Fehler der x - y -Führungen aufgrund der Drehung um die z -Achse wurden bereits betrachtet. Darüber hinaus kann die x -Führung um die y -Achse und die y -Führung um die x -Achse verdreht sein. Dies wird durch die Winkel φ_{xy} bzw. φ_{yx} erfasst. Auch die z -Führungen können gegenüber der z -Achse der Messsysteme sowohl um die x -Achse (φ_{zx}) als auch um die y -Achse (φ_{zy}) verdreht sein. Eine detaillierte Betrachtung dieser Beziehungen wird im Anhang im Abschnitt A.3.2 durchgeführt.

Unter der Annahme kleiner Winkel und mit Hilfe der Beziehungen (4.34) und (4.35) sowie (4.50) und (4.51) können die Gleichungen für die gemessenen Positionen im Gesamtmodell aufgestellt werden:

$$s_x = s'_x - s'_y \varphi_{yz} + s'_z \varphi_{zy} + \Delta s_x \quad (4.40)$$

$$s_y = s'_y + s'_x \varphi_{xz} - s'_z \varphi_{zx} + \Delta s_y \quad (4.41)$$

$$s_z = s'_z - s'_x \varphi_{xy} + s'_y \varphi_{yx} + \Delta s_{z1} + \Delta s_{z2}. \quad (4.42)$$

Somit sind alle Gleichungen für das mechanische Gesamtmodell vorhanden und werden an dieser Stelle noch einmal zusammenhängend aufgelistet. Es ergeben sich für die fünf

Freiheitsgrade fünf Bewegungsdifferentialgleichungen:

$$F_{x0} + F_{x1} = m_x \ddot{s}'_x + F_{Rx} \quad (4.43)$$

$$F_{y0} + F_{y1} = m_y \ddot{s}'_y + F_{Ry} \quad (4.44)$$

$$F_{z0} + F_{z1} + F_{z2} = m_z \ddot{s}'_z + F_{Rz} \quad (4.45)$$

$$-F_{z0}b_{z0} + F_{z2}b_{z2} = J_a \ddot{\varphi}_a + d_a \dot{\varphi}_a + c_a \varphi_a \quad (4.46)$$

$$F_{z0}a_{z0} - F_{z1}a_{z1} + F_{z2}a_{z2} = J_b \ddot{\varphi}_b + d_b \dot{\varphi}_b + c_b \varphi_b. \quad (4.47)$$

Durch die Drehung des Koordinatensystems der z-Plattform wurde erreicht, dass die Dynamikgleichungen nur durch die Antriebskräfte verkoppelt sind. Aus den Bewegungsgrößen können mit Hilfe der Gleichungen (4.40) – (4.42) sowie

$$\varphi_x = \frac{1}{\sqrt{2}}\varphi_a - \frac{1}{\sqrt{2}}\varphi_b \quad (4.48)$$

$$\varphi_y = \frac{1}{\sqrt{2}}\varphi_a + \frac{1}{\sqrt{2}}\varphi_b \quad (4.49)$$

die Messgrößen ermittelt werden. Für die Gleichungen (4.40)–(4.42) gilt darüber hinaus:

$$\Delta s_x = (z_{ab} - s_z) \varphi_y \quad (4.50)$$

$$\Delta s_y = -(z_{ab} - s_z) \varphi_x \quad (4.51)$$

$$\Delta s_{z1} = \varphi_y (x_{ab} + s_x + z_{sf}\varphi_y) \quad (4.52)$$

$$\Delta s_{z2} = \varphi_x (y_{ab} + s_y - z_{sf}\varphi_x). \quad (4.53)$$

Anstelle der gemessenen Positionen in den Gleichungen (4.50)–(4.53) sollten eher die Positionen ohne die Änderungen aufgrund der Winkelverkipfung verwendet werden. Bei genauerer Betrachtung spielt diese Unterscheidung jedoch keine Rolle. Laut CAD Modell ist $z_{ab} \approx 0,05$ m. Für $\varphi_y = 1$ arcsec und $s_z = \Delta s_z = 0$ gilt dann $\Delta s_x = 290,888$ nm. Für $\Delta s_z = 1$ μ m aufgrund einer Verkipfung ergibt sich $\Delta s_x = 290,893$ nm. Die Differenz der beiden Größen kann von den Interferometern nicht gemessen werden. Ähnliches gilt bei den anderen Beziehungen. Aus diesem Grund können die besagten Gleichungen als korrekt angesehen werden.

Damit ist das mechanische Modell für die NPMM 200 ohne explizite Betrachtung der Reibungskräfte komplett. Gegenstand des nächsten Abschnittes ist zunächst die Identifikation der unbekanntten Modellparameter. Die Modellierung und Identifikation der Reibkräfte in den Wälzkörperführungen F_{Rx} , F_{Ry} und F_{Rz} erfolgt im Abschnitt 4.4.

4.3.5 Experimentelle Parameteridentifikation

Zu den unbekanntem Parametern des Modells der NPMM 200 zählen die Verdrehwinkel der Führungen φ_{xy} , φ_{xz} , φ_{yx} , φ_{yz} , φ_{zx} und φ_{zy} sowie die Dämpfungen und Steifigkeiten der Rotationsbewegungen c_a , d_a , c_b und d_b . Zur Bestimmung der Parameter werden spezifische Experimente an der NPMM 200 durchgeführt. Anhand der gewonnenen Messdaten werden die Parameter identifiziert.

Führungsfehler

Die Führungsfehler können ermittelt werden, indem die NPMM 200 in jeweils einer Achse verfahren wird, während die beiden anderen Achsen nicht geregelt werden. Über die gemessene Positionsänderung der unregulierten Achsen können die gesuchten Winkel entsprechend den Gleichungen (4.40)–(4.42) berechnet werden. Dies geschieht unter der Annahme, dass für Längenänderungen aufgrund der Verkippungen gilt:

$$\Delta s_x = \Delta s_y = \Delta s_{z1} = \Delta s_{z2} = 0.$$

Damit diese Annahme legitim ist, müssen die Winkel φ_x und φ_y entweder zu Null geregelt oder die Spiegelecke muss fixiert werden, damit sich die Winkel nicht ändern. Bei der Fahrt in der z -Richtung werden die Winkel geregelt. Bei den Fahrten in der x - und y -Richtung werden die z -Aktoren bestromt, so dass die Spiegelecke nach unten in den mechanischen Anschlag gezogen wird und somit fixiert ist. Darüber hinaus werden zur Auswertung die Mittelwerte über lange Verfahrbereiche gebildet, entsprechend ist der Einfluss kleiner dynamischer Winkelabweichungen vernachlässigbar.

Für die Experimente in denen die x - oder die y -Achse unreguliert ist, muss für eine korrekte Bestimmung der Führungsfehler davon ausgegangen werden, dass die Reibkräfte in den Führungen ausreichen, um eine Bewegung der Achsen zu verhindern. Eine mechanische Fixierung der beiden Achsen ist nicht ohne weiteres möglich.

Unter diesen Annahmen gilt für eine Bewegung entlang der x -Achse:

$$\begin{aligned} s_x &= s'_x \\ s_y &= s'_x \varphi_{xz} \\ s_z &= -s'_x \varphi_{xy}. \end{aligned}$$

In Abbildung 4.11 sind Messdaten einer Bewegung entlang der x -Achse, von -90 mm bis 90 mm und wieder zurück, dargestellt. Die Spiegelkorrektur ist bei diesen Messungen deaktiviert. Es ist deutlich zu erkennen, wie sich während dieser Bewegung die Messwerte der beiden anderen unregulierten Achsen ändern. Zwischen der x - und der y -Achse ist ein linearer Zusammenhang erkennbar, somit ist die Annahme eines konstanten Winkels, um

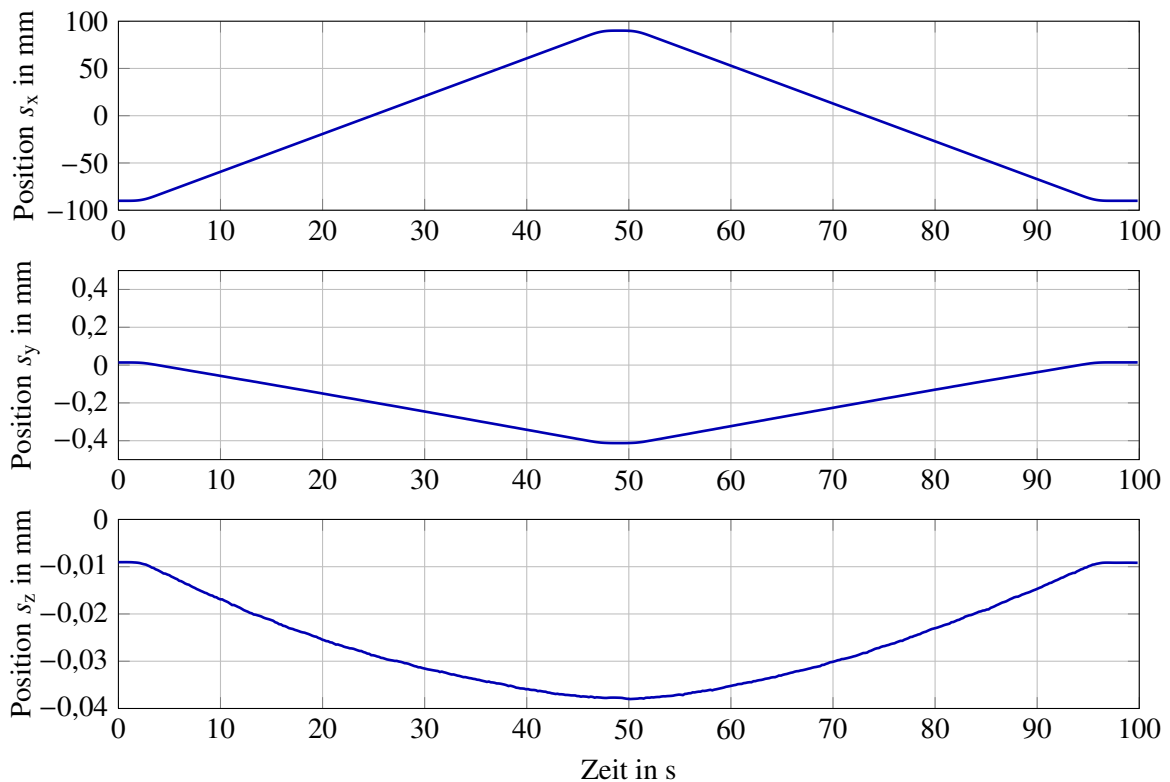


Abbildung 4.11: Einfluss einer Bewegung entlang der x -Achse auf die Messwerte s_y und s_z

den die Führungen verdreht sind, gerechtfertigt. Dagegen scheint sich die Position in der z -Achse parabelförmig zu ändern, das bedeutet, dass entweder der Winkel φ_{xy} nicht konstant ist oder die Spiegelecke leicht gebogen ist. Wird dennoch ein konstanter Winkel angenommen und die Messwerte entsprechend korrigiert, so können diese in Abhängigkeit der x -Position dargestellt werden (vgl. Abb. 4.12).

Es ist zu erkennen, dass das Minimum der Messwerte in der Mitte des Verfahrbereiches liegt. Die korrigierten Messwerte bewegen sich in einem Bereich von ca. $\pm 3 \mu\text{m}$. Diese Schwankungen sind zu groß für eine Durchbiegung der Spiegelecke, da eine Vermessung der Spiegelecke lediglich Abweichungen im Bereich einiger hundert Nanometer ergab. Somit scheinen die Führungen entsprechend gebogen zu sein. Diese Positionsabweichung muss später durch die Regelung kompensiert werden. Da sich die Werte über den Verfahrbereich

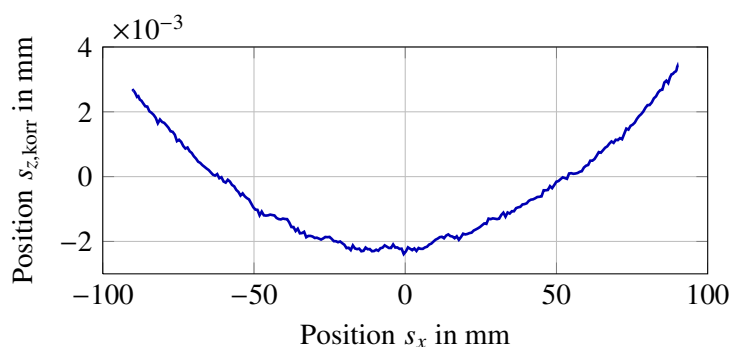


Abbildung 4.12: Einfluss einer Bewegung in x -Richtung auf die z -Position nach Abzug eines linearen Führungsfehlers

aber vergleichsweise langsam ändern, stellt dies keine Herausforderung für die Positionsregelung dar.

Diese Fahrten entlang der x -Achse wurden an fünf verschiedenen Positionen der y -Achse (-90 , -45 , 0 , 45 , und 90 mm) durchgeführt, um etwaige ortsabhängige Einflüsse zu minimieren. Bei den Versuchen entlang der y -Achse wurde für die Position s_x das gleiche Raster verwendet. Auch beim Ermitteln der Führungsfehler der z -Achse wurden die Positionen s_x und s_y entsprechend eingestellt. Anhand dieser Messungen wurden die Führungswinkel berechnet. Die aufgelisteten Ergebnisse entsprechen jeweils dem Mittelwert sowie der dazugehörigen Schätzung der Standardabweichung aus den Versuchen gleichen Typs.

$$\varphi_{xy} = (0,5692 \pm 0,0422) \text{ arcmin}$$

$$\varphi_{xz} = (-8,1457 \pm 0,1300) \text{ arcmin}$$

$$\varphi_{yx} = (-0,5499 \pm 0,0528) \text{ arcmin}$$

$$\varphi_{yz} = (-7,7912 \pm 0,0388) \text{ arcmin}$$

$$\varphi_{zx} = (-0,6354 \pm 0,4527) \text{ arcmin}$$

$$\varphi_{zy} = (0,5911 \pm 0,4813) \text{ arcmin}$$

An diesen Ergebnissen ist auffällig, dass die Beträge der Winkel φ_{xz} und φ_{yz} im Verhältnis zu den anderen sehr groß sind und die Richtung der Winkel in beiden Fällen die Gleiche ist. Diese beiden Winkel geben die Verdrehung der planaren Führungen um die z -Achse an. Damit ist der Orthogonalitätsfehler der x - und y -Führung zueinander in der gleichen Größenordnung wie die anderen Winkelfehler. Jedoch sind beide Führungen um circa $-7,8$ arcmin gegenüber der Spiegelecke verdreht, bzw. die Spiegelecke ist gegenüber den Führungen verdreht (vgl. Abbildung 4.5).

Dämpfungen und Steifigkeiten

Zur Identifikation der Dämpfungen und Steifigkeiten werden über die z -Aktoren definierte Drehmomente vorgegeben und die resultierenden Bewegungen werden mit den Interferometern erfasst. Aus den gewonnenen Messdaten können die gesuchten Parameter auf Basis der Gleichungen (4.46) und (4.47) mittels Regression bestimmt werden. Dazu wird die z -Plattform zunächst mittels einem vorläufigen Regelungssystem (vgl. Abschnitt 5.2) in eine gewünschte Ausgangslage gebracht. Durch Deaktivierung der Regler bei gleichzeitiger Ausgabe der letzten Stellgröße ist es möglich, die z -Plattform für eine gewisse Zeit unregelt in einer konstanten Höhe und Winkellage zu halten. Wird nun zusätzlich zu der Stellgröße ein Moment über die Aktoren ausgegeben, kann die Winkellage gesteuert werden.

Es werden zwei verschiedene Verläufe der Drehmomente ausgegeben. Zum einen ein sinusförmiges Moment mit unterschiedlicher Amplitude und zum anderen ein Moment mit

dreiecksförmigem Verlauf, bei dem ebenfalls die Amplitude variiert wird. Die Drehmomente und die Reaktionen des Winkels φ_a sind beispielhaft in Abbildung 4.13 dargestellt. Der Offset im Drehmoment resultiert aus der Ausgabe der letzten Stellgröße der Regler vor der Deaktivierung und ist notwendig, um die Plattform in der konstanten Ausgangslage zu halten. Diese Experimente werden mehrfach in verschiedenen Höhen durchgeführt.

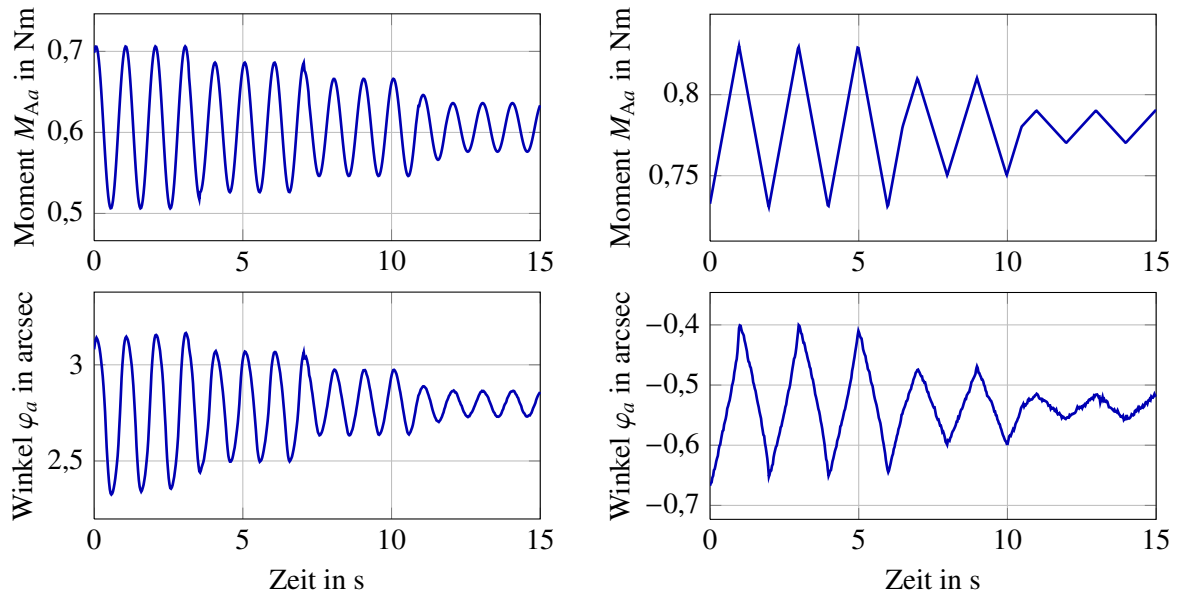


Abbildung 4.13: Verlauf des Winkels φ_a bei Vorsteuerung des Moments M_{Aa}

Da die Modellidentifikation auf Basis diskreter Messwerte durchgeführt wird und in den Messdaten ein konstanter Offset vorhanden ist, wird für die Parameteridentifikation eine erweiterte Modellgleichung verwendet. Für alle Drehachsen verallgemeinert, ergibt sich das vom Modell berechnete Moment aus:

$$\hat{M}_A(k) = J\ddot{\varphi}(k) + d\dot{\varphi}(k) + c\varphi(k) + b. \quad (4.54)$$

Der zusätzliche Parameter b beschreibt den erwähnten Offset. Die Winkelgeschwindigkeit $\dot{\varphi}(k)$ und Winkelbeschleunigung $\ddot{\varphi}(k)$ werden durch Differentiation aus den Messwerten $\varphi(k)$ berechnet.

Die Identifikation der gesuchten Parameter erfolgt mittels linearer Regression, auch Methode der kleinsten Quadrate [111, S. 202 ff] genannt. Dabei werden die Parameter durch Minimierung eines quadratischen Gütekriteriums ermittelt, welches sich aus dem Modellfehler $e(k)$ berechnet. Das Gütekriterium hat die Form

$$J = \sum_{k=1}^N e(k)^2 = \sum_{k=1}^N (M_A(k) - \hat{M}_A(k))^2.$$

$M_A(k)$ ist der Verlauf des gemessenen Antriebsmomentes und N ist die Anzahl der Messwerte.

Für die Identifikation werden die Experimente mit sinusförmigem Momentenverlauf verwendet. Neben den gesuchten Steifigkeiten und Dämpfungen wird jeweils auch der Offset berechnet. Dieser ist jedoch für die weiteren Untersuchungen irrelevant. Die endgültigen Parameter werden aus den Mittelwerten von je zehn einzelnen Identifikationen berechnet. Die Experimente mit dreiecksförmigen Momentenverlauf werden zur Validierung der gemittelten Parameter genutzt. Im Folgenden sind die identifizierten Parameter inklusive der geschätzten Standardabweichung aufgelistet:

$$c_a = 71675 \pm 3552 \text{ Nm/rad}$$

$$d_a = 907 \pm 150 \text{ Nm/rad}^2$$

$$c_b = 40260 \pm 2345 \text{ Nm/rad}$$

$$d_b = 232 \pm 46 \text{ Nm/rad}^2.$$

Das Ergebnis der Validierung für die Drehung um die a -Achse zeigt Abbildung 4.14. Die Validierung für die Rotation um die b -Achse ist in Abbildung 4.15 dargestellt. In beiden Fällen kann das Modell mit den identifizierten Parametern das Systemverhalten sehr gut nachbilden. Die Differenz zwischen c_a und c_b bzw. zwischen d_a und d_b zeigt, dass sich die beiden Rotationen wesentlich in ihrer Dynamik unterscheiden.

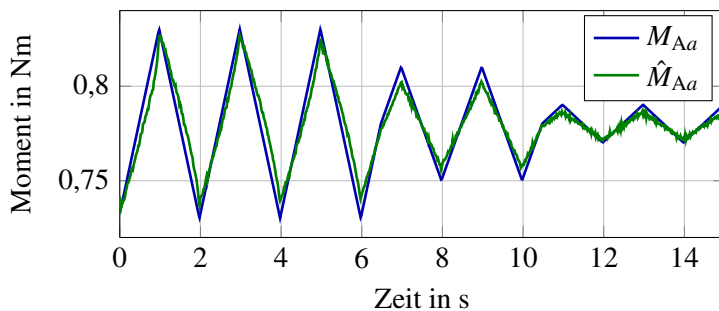


Abbildung 4.14:

Vergleich des vorgegebenen Moments M_{Aa} und des vom Modell aus den Messwerten berechneten Moments \hat{M}_{Aa} (Validierung a -Achse)

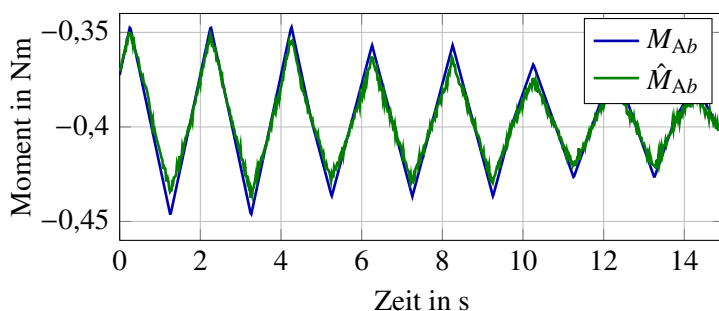


Abbildung 4.15:

Vergleich des vorgegebenen Moments M_{Ab} und des vom Modell aus den Messwerten berechneten Moments \hat{M}_{Ab} (Validierung b -Achse)

Position Drehpunkt

Für die Berechnung der Positionsänderungen Δs_x , Δs_y , Δs_{z1} und Δs_{z2} aufgrund der Verkippungen φ_x und φ_y der z -Plattform (siehe Glg. (4.50)–(4.53)) sind die Abstände des Schwerpunktes der z -Plattform zum Abbepunkt (x_{ab} , y_{ab} , z_{ab}) sowie der Abstand des Schwerpunktes zur z -Spiegelfläche (z_{sf}) notwendig. Diese Parameter sind prinzipiell Konstanten des mechanischen Aufbaus und können aus den CAD-Daten ermittelt werden. Allerdings wird die Verkippung nicht in einem speziellen Gelenk ausgeführt und somit ist es nur eine Annahme, dass die Rotationen um den Schwerpunkt stattfinden. Um diese Annahme zu verifizieren werden an der NPM 200 entsprechende experimentelle Untersuchungen durchgeführt.

Mit Blick auf die horizontalen Positionsänderungen Δs_x und Δs_y werden Sollwertsprünge für die Kippwinkel φ_x und φ_y vorgegeben, während die z -Plattform aktiv geregelt wird. Die x - und y -Position wird währenddessen nicht geregelt, so dass mit den Interferometern die gesuchten Positionsänderungen erfasst werden können. Diese Versuche werden an drei verschiedenen z -Höhen durchgeführt. Das Resultat zweier solcher Messungen ist in der Abbildung A.9 im Anhang zu sehen. In den grün markierten Bereichen haben sich die Messsignale nach dem Sollwertsprung beruhigt. Werden diese Messpunkte gegeneinander dargestellt, so entsteht Abbildung 4.16. Neben den Messpunkten sind auch Regressionsgeraden eingezeichnet. Es ist zu erkennen, dass die Messpunkte sehr gut mit den Geraden approximiert werden können. Der Anstieg dieser Geraden entspricht nach den Gleichungen (4.50) und (4.51) der Differenz aus dem gesuchten Parameter z_{ab} und der Position s_z . Aus den sechs Geraden ergibt sich der Parameter zu

$$z_{ab} = 96,65 \pm 0,65 \text{ mm.}$$

Damit liegt der identifizierte Drehpunkt ca. 45 mm unter dem Drehpunkt laut CAD-Daten.

Zur Ermittlung der vertikalen Positionsänderungen Δs_{z1} und Δs_{z2} aufgrund der Verkippung der Spiegelecke werden ebenfalls Sollwertsprünge für die Kippwinkel φ_x und φ_y vorgegeben.

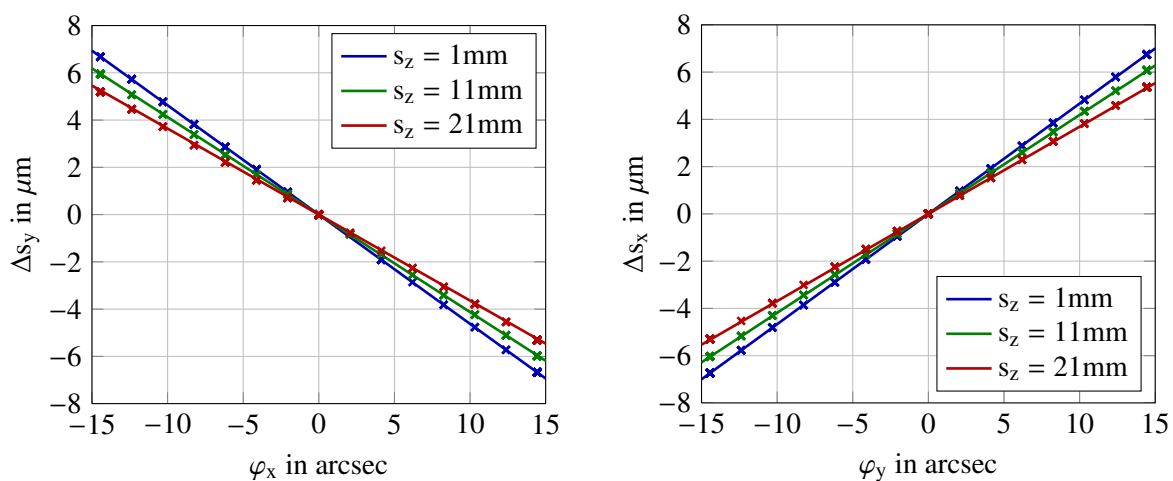


Abbildung 4.16: Einfluss der Drehwinkel φ_x und φ_y auf die Positionen s_y und s_x

Dabei werden jedoch nur die Winkel der z -Plattform geregelt, die Position s_z wird nicht aktiv geregelt. Stattdessen wird das Regelungssystem so konfiguriert, dass die Stellgröße in z -Richtung weiterhin ausgegeben wird, damit die aktuelle Position gehalten werden kann. Eine Regelung der z -Position ist nicht möglich, da sonst die gesuchten Positionsänderungen ausgeregelt werden würden. Diese Experimente werden an vier x - und an vier y -Positionen durchgeführt.

Das Resultat einer beispielhaften Messung ist in Abbildung A.10 a) dargestellt. Dabei ist festzustellen, dass die gemessene Positionsänderung nicht proportional zur Winkeländerung ist und sich die Richtung der Positionsänderung sogar ändert. Laut der Gleichung (4.52) müsste der Zusammenhang zwischen Kippwinkel und Positionsänderung dem einer quadratischen Funktion entsprechen. Die Ergebnisse an verschiedenen Positionen sowie die Approximation der Messpunkte mit einer quadratischen Funktion sind in Abbildung A.10 b) dargestellt. Wie zu erkennen ist erfolgen die Positionsänderungen nicht entsprechend der Modellvorstellung. Scheinbar ändert sich der Drehpunkt winkelabhängig.

Somit können die Positionsänderungen Δs_{z1} und Δs_{z2} ohne tiefere Analyse nicht korrekt berechnet werden. Stattdessen werden sie im weiteren Verlauf als Null angenommen, was bei einer funktionierenden Winkelregelung auch dem tatsächlichen Verhalten entsprechen sollte.

4.4 Modellierung der Reibkraft

Da zur Lagerung der einzelnen Plattformen der NPMM 200 Kugelführungen verwendet werden, treten im Falle einer Bewegung Reibkräfte auf. Diese besitzen besonders bei sehr kleinen Auslenkungen und Geschwindigkeiten ein stark nichtlineares Verhalten. Dieses Verhalten wird von verschiedenen Reibphänomenen erzeugt, welche u.a. in [79] aufgelistet und detailliert erläutert werden. Zu den wichtigsten Reibphänomenen im Bereich der Präzisionspositionierung zählen reversible Bewegungen im Bereich der Haftreibung, geschwindigkeitsabhängige Hysteresen im Bereich der Gleitreibung sowie der sogenannte „Stick-Slip-Effekt“.

In [5] wurde gezeigt, dass diese Reibphänomene auch bei Nanopositioniersystemen mit Wälzkörperführungen auftreten. Darüber hinaus wurde nachgewiesen, dass bei dem zweiachsigen Demonstrator (vgl. Abb. 3.16) ca. 95 % der Antriebskraft notwendig sind, um die Reibkraft zu überwinden.

Ein ähnliches Experiment, durchgeführt an der NPMM 200, zeigt ein vergleichbares Ergebnis. Nach den Gleichungen (4.43)–(4.45) wird die Antriebskraft der Aktoren genutzt, um die träge Masse zu beschleunigen und die Reibung zu überwinden. In Abbildung 4.17 sind der Positionsverlauf sowie die Antriebskraft und die Trägheitskraft für eine lineare Bewegung der x - und der z -Achse dargestellt. Die Trägheitskraft wurde auf Basis der Beschleunigung

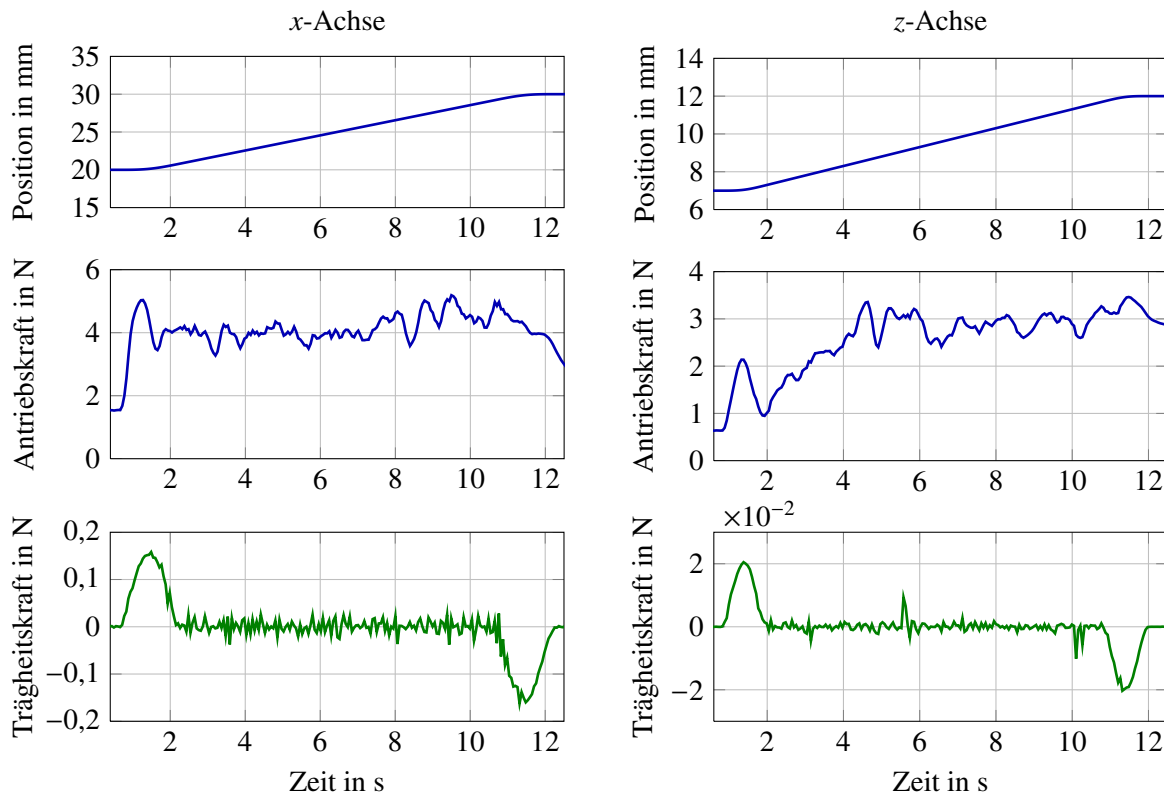


Abbildung 4.17: Positionsverlauf, Antriebskraft und Trägheitskraft für eine lineare Bewegung mit konstanter Geschwindigkeit, links: x -Achse, rechts: z -Achse

gung berechnet, welche durch zweifaches numerisches Differenzieren und Filtern des Positionssignals ermittelt wurde.

Bei der Bewegung entlang der x -Achse ist die zurückgelegte Strecke 1 cm lang, die konstante Geschwindigkeit zwischen den Beschleunigungs- und Abbremsvorgängen beträgt 1 mm/s. Zu dem Zeitpunkt maximaler Beschleunigung sind ca. 94 % der Antriebskraft zur Überwindung der Reibung notwendig. In den Phasen konstanter Geschwindigkeit wird die komplette Antriebskraft zur Aufrechterhaltung der Bewegung und damit zur Überwindung der Reibung genutzt. Das Ergebnis der Bewegung in z -Richtung ist sehr ähnlich, auch wenn der Verlauf der Antriebskraft aufgrund der Gewichtskraft und deren Kompensation leicht variiert. Zum Zeitpunkt maximaler Beschleunigung werden ca. 98 % der Antriebskraft (bezogen auf die Ruhelage) zur Überwindung der Reibung verwendet. Beide Experimente unterstützen die These, dass das dynamische Verhalten von kugelgeführten Nanopositioniersystemen von der Reibkraft dominiert wird und die Trägheitskraft eine untergeordnete Rolle spielt.

4.4.1 Stand der Technik

Wenn sich zwei berührende Oberflächen relativ zueinander bewegen, tritt Reibung auf und die Reibkraft ist der Bewegung entgegen gerichtet. Bei makroskopischen Bewegungen ist es

meist ausreichend zwischen Haft- und Gleitreibung zu unterscheiden. Sollen jedoch mikroskopische Bewegungen bis hin zu wenigen Nanometern untersucht werden, so ist besonders der Übergangsbereich von Interesse. In den meisten aktuellen Veröffentlichungen werden die beiden Reibbereiche mit Pre-Sliding und Sliding beschrieben, dies verdeutlicht, dass der Wechsel zwischen den Bereichen nicht abrupt erfolgt. Tritt die Reibung in wälzkörpergeführten Lagern auf, spricht man dagegen auch von Pre-Rolling bzw. Rolling.

Bis heute wurden verschiedene Modelle entwickelt und veröffentlicht, mit denen Reibung möglichst exakt nachgebildet werden soll. Es kann zwischen zwei großen Gruppen unterschieden werden. Zum einen die physikalisch motivierten Reibmodelle oder „Grey-Box-Modelle“, bei denen versucht wird anhand einer Modellvorstellung der reibenden Oberflächen Gleichungen abzuleiten, die das Reibverhalten beschreiben. Zum anderen existieren auch rein datengetriebene Ansätze zur Modellierung von Reibung („Black-Box-Modelle“). Dazu zählen beispielsweise künstliche Neuronale Netze sowie Fuzzy-Modelle. Bei dieser Art der Modellierung wird versucht, anhand von meist großen Mengen Messdaten das Ein-Ausgangsverhalten des zu modellierenden Systems nachzubilden. Diese Art von Modellen eignet sich besonders gut, wenn über eine mögliche Modellstruktur kein Vorwissen vorliegt. Mit „Black-Box-Modellen“ kann eine ähnlich gute Modellierungsgüte wie mit den „Grey-Box-Modellen“ meist nur durch eine sehr große Anzahl an Modellparametern erreicht werden. Diese müssen durch numerische Optimierungsverfahren bestimmt werden.

In diesem Abschnitt wird ein kurzer Überblick über physikalisch motivierte Reibmodelle gegeben. Aufgrund der genannten Nachteile werden die „Black-Box-Modelle“ an dieser Stelle nicht betrachtet, entsprechende Ansätze wurden in verschiedenen studentischen Arbeiten des Fachgebiets Systemanalyse durchgeführt [27, 110, 56]. Eine detailliertere Zusammenstellung ist in den Dissertationen von Ruderman [88] und Amthor [5] zu finden. Einen Überblick über die Regelung von reibbehafteten Systemen inklusive verschiedener Reibmodelle geben Armstrong-Hélouvry *et al.* [10]. Ein Vergleich der Leitungsfähigkeit sowie der Identifikationsalgorithmen verschiedener „Grey-Box“ und „Black-Box-Modelle“ wurde von Worden *et al.* vorgestellt [113].

Das Coulomb-Modell

Das bekannteste Reibmodell ist das sogenannte Coulomb-Modell. Es ist nach dem französischen Physiker Charles Augustin de Coulomb (1736-1806) benannt und beinhaltet Erkenntnisse, die u.a. auf Leonardo Da Vinci zurückgehen. Das Modell beschreibt die Gleitreibung als Produkt aus einem Reibkoeffizienten μ_G und der Normalkraft F_N :

$$F_R = F_C \cdot \operatorname{sgn}(v) = \mu_G \cdot F_N \cdot \operatorname{sgn}(v). \quad (4.55)$$

Der Reibkoeffizient μ_G ist eine Maßzahl für die Beschaffenheit der reibenden Oberflächen.

Das Modell wurde im Laufe des 19. Jahrhunderts um die Haftkraft F_H und einen geschwindigkeitsabhängigen Term erweitert. Die Haftkraft geht auf Morin (1833) und die geschwindigkeitsabhängige Reibung geht auf Reynolds (1866) zurück. Somit wird das Modell zu

$$F_R = \begin{cases} F_C \cdot \operatorname{sgn}(v) + \sigma_2 \cdot v & v \neq 0 \\ F_H & v \rightarrow 0+ \\ -F_H & v \rightarrow 0- \end{cases} \quad (4.56)$$

erweitert. Die Haftreibung ist stets größer als die Gleitreibung und die geschwindigkeitsabhängige (viskose) Reibung tritt nur bei Existenz eines Schmierfilms zwischen den reibenden Oberflächen auf. Den Verlauf der Reibkraft des erweiterten Coulomb-Modelles in Abhängigkeit der Geschwindigkeit zeigt Abbildung 4.18.

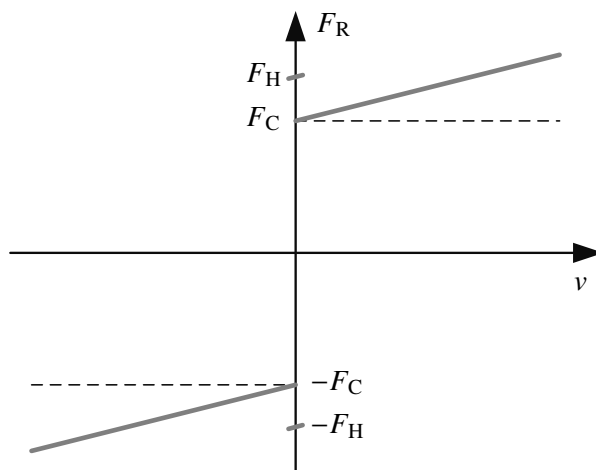


Abbildung 4.18:
Das erweiterte Coulomb-Modell

Das Stribeck-Modell

Der deutsche Ingenieur Richard Stribeck stellte 1902 die nach ihm benannte Stribeck-Kurve vor [104] (vgl. Abbildung 4.19). Dabei handelt es sich ebenfalls um eine statische Kennlinie, welche die Reibkraft in Abhängigkeit der Geschwindigkeit beschreibt. Dabei wird die Beobachtung berücksichtigt, dass bei kleinen Geschwindigkeiten die Reibkraft mit zunehmender Geschwindigkeit abnimmt (Stribeck-Effekt). Im Gegensatz zum erweiterten Coulomb-Modell wird der Übergang zwischen Haft- und Gleitbereich somit explizit modelliert. Eine mögliche mathematische Beschreibung des Verhaltens stellt die folgende Gleichung dar:

$$F_R = \operatorname{sgn}(v) \left(F_C + (F_H - F_C) \cdot e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2} \right) + \sigma_2 \cdot v. \quad (4.57)$$

Die Exponentialfunktion mit der Stribeck-Geschwindigkeit v_s beschreibt den Übergang zwischen Haft- und Gleitreibung.

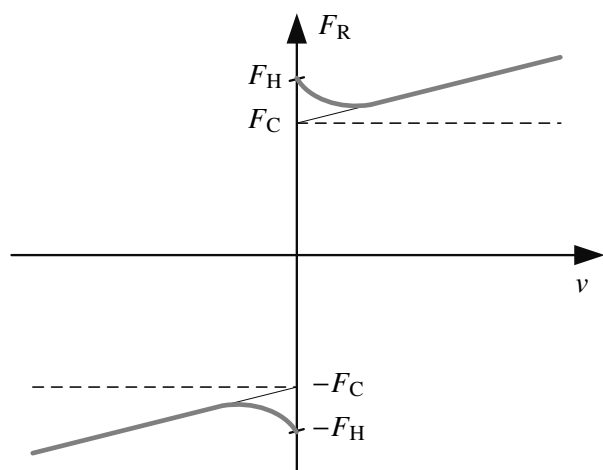


Abbildung 4.19:
Die statische Reibkraftkennlinie mit Stribeck-
überhöhung

Das Coloumb-Modell ist für eine rechentechnische Implementierung und eine Reibkraftkompensation in einem geschlossenen Regelkreis ungeeignet. Zum einen ist die nicht stetige sgn-Funktion problematisch, zum anderen die Tatsache, dass die Haftreibung nur bei $v = 0$ gilt und aufgrund von Messrauschen die Nullgeschwindigkeit nicht zuverlässig ermittelt werden kann. Somit ist es nicht möglich, den Stick-Slip-Effekt, welcher auf dem Unterschied zwischen der Haft- und Gleitreibung basiert, korrekt zu beschreiben. Dies gelingt erstmals mit dem Stribeck-Modell. Entsprechende Untersuchungen wurden von Armstrong-Hélouvy durchgeführt [9]. Dennoch ist das Stribeck-Modell aufgrund der Unstetigkeit bei $v = 0$ ungeeignet für numerische Simulationen. In [88] wurden dazu simulative Untersuchungen in MATLAB/Simulink anhand eines Systems erster Ordnung vorgestellt. Es konnte gezeigt werden, dass aufgrund der Unstetigkeit das System zu Schwingungen angeregt wird. Die Amplitude und Frequenz der Schwingungen werden dabei vom verwendeten Verfahren zur numerischen Lösung der Differentialgleichungen beeinflusst. Demzufolge handelt es sich dabei nicht um einen physikalischen Effekt, den das Modell nachbilden soll, sondern um ein numerisches Problem. Darüber hinaus entspricht ein Sprung in der Reibkraft nicht der physikalischen Realität. Obwohl es einige Verbesserungsvorschläge zu diesem Modell gab [18, 63], konnte dieses grundlegende Problem zunächst nicht gelöst werden.

Das Karnopp-Modell

Einen anderen Ansatz zur Beschreibung der Reibkraft stellte Karnopp 1985 [62] vor. Er definierte einen schmalen Geschwindigkeitsbereich $-D_v < v < D_v$, in dem es zum Haf-ten kommen kann. Um dies mathematisch zu beschreiben, führte er die Antriebskraft F_A in den Modellgleichungen ein. Im Haftbereich kompensiert die Reibkraft F_R exakt die Antriebskraft bis die Haftkraft überwunden ist. Erst dann wird das System beschleunigt und die Geschwindigkeit steigt an, bis der Haftbereich ($|v| < D_v$) überwunden ist. Außerhalb des Haftbereiches gilt das Coulomb-Modell, welches wiederum um einen viskosen Reibanteil erweitert werden kann [85]. Dieser Zusammenhang wird durch die folgende Gleichung

beschrieben:

$$F_R = \begin{cases} \operatorname{sgn}(v) \cdot F_C & |v| > D_v \\ \operatorname{sgn}(F_A) \cdot \min(|F_A|, F_H) & |v| \leq D_v \end{cases} \quad (4.58)$$

Mit diesem Modell ist die Reibkraft in dem Intervall $|v| \leq D_v$ eindeutig und physikalisch sinnvoll definiert. Darüber hinaus ist dieses Modell für numerische Simulationen besser geeignet.

Dennoch kann dieses statische Modell wesentliche Reibeffekte, die an mechanischen Systemen beobachtet wurden, nicht abbilden. Dazu zählen reversible Bewegungen im Haftbereich (Pre-Sliding displacement) [23] und geschwindigkeitsabhängige Hysteresen (Frictional lag) [47]. Aus diesem Grund wurden ab der zweiten Hälfte des letzten Jahrhunderts verstärkt dynamische Reibmodelle entwickelt, welche zum einen keine Unstetigkeit bei Nullgeschwindigkeit aufweisen und zum anderen den Übergang zwischen Pre-Sliding und Sliding detaillierter beschreiben.

Das Dahl-Modell

Das erste dynamische Reibmodell wurde bereits 1968 von Dahl [24] vorgestellt. Es wurde sowohl zur Beschreibung von ungelagerter als auch von gelagerter Reibung entwickelt. Dahl beschreibt die Reibung im Pre-Sliding Bereich mit einer Kraft-Dehnungskurve aus der Mechanik. Diese modellierte er mit der Differenzialgleichung

$$\frac{dF_R}{ds} = \sigma \left(1 - \frac{F_R}{F_C} \operatorname{sgn}(v) \right)^\alpha, \quad (4.59)$$

welche einen stetigen Übergang zur stationären Reibkraft F_C beschreibt und die Hysterese im Pre-Sliding Bereich nachbildet. Die Variable s beschreibt die Auslenkung bzw. die Position. Über den Parameter σ kann der Anstieg bei Richtungswechsel (Steifigkeit) und über den Parameter α die Form des Übergangs beeinflusst werden. Durch Multiplikation von Glg. (4.59) mit dem Ausdruck für die Geschwindigkeit $ds/dt = v$ entsteht die Differentialgleichung im Zeitbereich:

$$\dot{F}_R = v \cdot \sigma \left(1 - \frac{F_R}{F_C} \cdot \operatorname{sgn}(v) \right)^\alpha. \quad (4.60)$$

Die Pre-Sliding-Hysterese des Dahl-Modells ist in Abbildung 4.20 für eine sinusförmige Bewegung dargestellt. Dabei wird die Amplitude nach zwei Perioden verdoppelt. Es ist zu sehen, wie die Reibkraft auf den stationären Wert F_C ansteigt und dort bis zur Umkehrung der Bewegung verbleibt. Die Form des Übergangs ist unabhängig von der Amplitude und somit auch von der Geschwindigkeit. Ein weiterer Nachteil des Modells ist, dass sowohl die Stribeck-Überhöhung und damit auch der Stick-Slip-Effekt, als auch eine viskose geschwindigkeitabhängige Reibung nicht abgebildet werden.

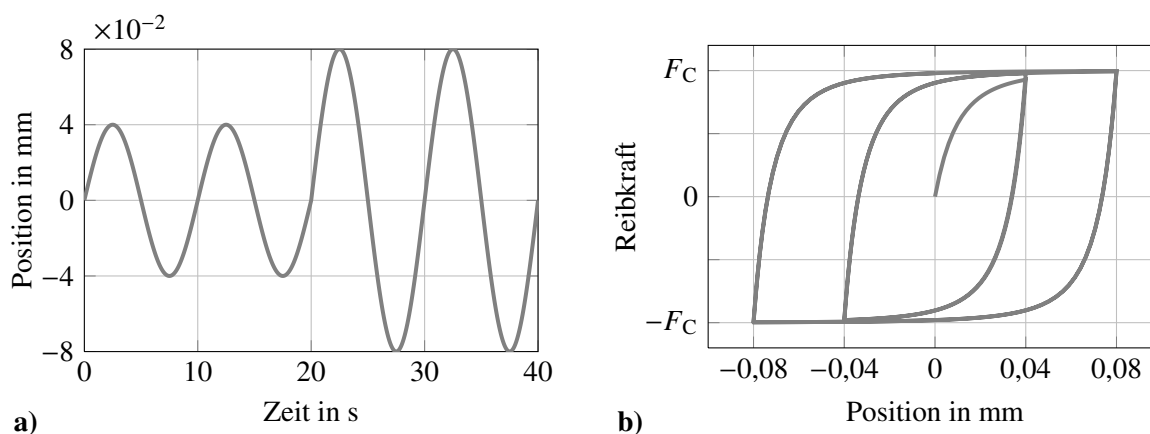


Abbildung 4.20: a) Positionsverlauf und b) resultierende Reibkraft des Dahl-Modells für $\alpha = 1$

Für den oft anzutreffenden Fall $\alpha = 1$ ergibt sich aus Glg. (4.60)

$$\dot{F}_R = \sigma v - \frac{F_R}{F_C} |v|. \quad (4.61)$$

Wird ein interner Modellzustand z mit $F_R = \sigma z$ eingeführt (vgl. [79]), so ergibt sich die Differentialgleichung

$$\dot{z} = v - \frac{\sigma |v|}{F_C} \cdot z. \quad (4.62)$$

Das Lund-Grenoble-Modell

Das sogenannte Lund-Grenoble-Modell (LuGre) ist eine Erweiterung des Dahl-Modells und wurde durch die Zusammenarbeit zweier europäischer Forschergruppen aus den namensgebenden Städten entwickelt. Es wurde erstmals 1995 veröffentlicht [21]. Ein ausführlicher Stabilitätsbeweis für eine Positionsregelung mit Reibbeobachter, der auf diesem Modell basiert, folgte 1998 [20] und eine erneute Diskussion der Modelleigenschaften unter anderen Gesichtspunkten erfolgte 2008 durch die Erstautoren [11].

Das LuGre Modell ist ein sogenanntes Borstenmodell. In der entsprechenden Modellvorstellung befinden sich an den reibenden Oberflächen elastische Borsten, die miteinander verzahnt sind. Wirken kleine Kräfte auf den zu bewegenden Körper, verschieben sich die Oberflächen gegeneinander und die Borsten werden verbogen. Verschwindet die angreifende Kraft, so wird der Körper durch die Federwirkung der Borsten wieder in die Ausgangslage zurück gedrückt. Erst wenn eine größere Verschiebung stattfindet und die Borsten sich übereinander hinweg bewegen, findet eine plastische Bewegung statt.

Zur Reduzierung der Modellkomplexität werden die Borsten nur an einer der beiden Oberflächen als elastisch angenommen. Außerdem wird der Bewegungszustand aller Borsten durch eine mittlere Auslenkung erfasst, die durch die Zustandsvariable z beschrieben wird. Die Gleichung

$$F_R = \sigma_0 z + \sigma_1 \dot{z} + \sigma_2 v \quad (4.63)$$

beschreibt die Reibkraft. Der Parameter σ_0 gibt die Borstensteifigkeit an, σ_1 ist die Borstendämpfung bzw. die mikroviskose Reibung und σ_2 ist der aus dem Stribeck-Modell bekannte viskose Reibparameter. Der Verlauf des Borstenzustandes z wird durch die nichtlineare Differentialgleichung erster Ordnung

$$\dot{z} = v - \frac{\sigma_0 |v|}{F_{ss}(v)} \cdot z \quad (4.64)$$

beschrieben. Der Quotient aus statischer Reibkennlinie (Stribeck-Kurve) F_{ss} und der Borstensteifigkeit σ_0 gibt die maximale Borstenauslenkung z_{ss} (steady state) an:

$$z_{ss}(v) = F_{ss}(v)/\sigma_0 \quad (4.65)$$

$$F_{ss}(v) = F_C + (F_H - F_C) \cdot e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2}. \quad (4.66)$$

In Abbildung 4.21 ist die Pre-Sliding Hysterese und die geschwindigkeitsabhängige Hysterese des Modells dargestellt. Zur Anregung der Pre-Sliding Hysterese wurde das gleiche

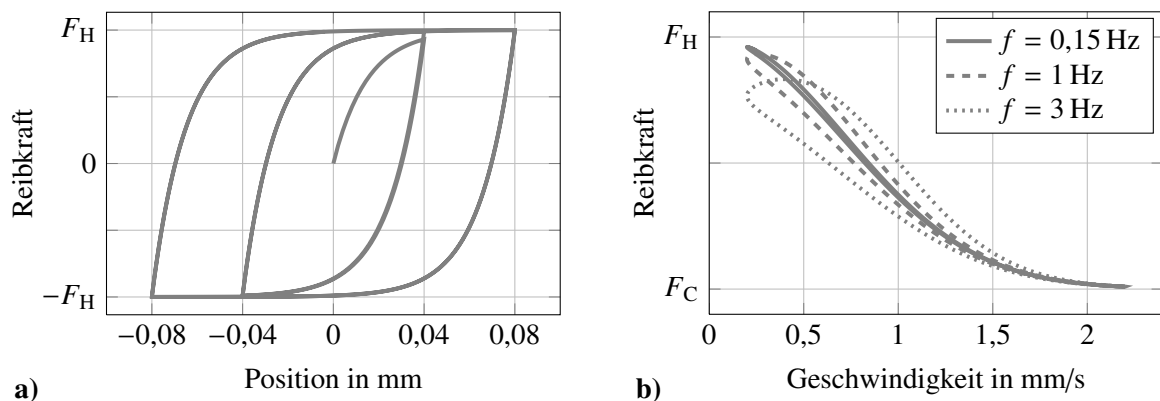


Abbildung 4.21: a) Pre-Sliding Hysterese und b) Geschwindigkeitsabhängige Hysterese des LuGre Modells im Sliding Bereich

Positionssignal wie beim Dahl-Modell genutzt (vgl. Abb. 4.20). Durch die Ähnlichkeit der Modellgleichungen sind die Kurven beider Modelle nahezu identisch. Aufgrund der modellierten Stribeck-Überhöhung steigt die Reibkraft beim LuGre Modell bis F_H , dagegen ist sie beim Dahl-Modell auf F_C begrenzt.

Die geschwindigkeitsabhängige Hysterese wurde mit sinusförmigen offsetbehafteten Geschwindigkeitssignalen unterschiedlicher Frequenz angeregt. Für kleine Frequenzen ist die Hysterese nicht ausgeprägt und die Reibkraft folgt der statischen Kennlinie zwischen F_H und F_C . Für steigende Frequenzen weitet sich die Hysterese auf. Existiert keine Stribeck-Überhöhung, so tritt dieser Effekt nicht auf.

Das LuGre-Modell ist in der Lage, die wesentlichen Reibphänomene abzubilden. Seit der Veröffentlichung wurde dieses Modell in zahlreichen Anwendungen für eine Reibkraftkom-

pensation eingesetzt [69, 70, 39]. Dennoch kann bei dem LuGre-Modell ein Effekt beobachtet werden, welcher in der Realität nicht auftritt. Wird das Modell durch eine sinusförmige offsetbehaftete Kraft unterhalb der Coulombkraft F_H angeregt, so führt das System in jeder Periode eine kleine plastische Bewegung aus, so dass die Position wegdriftet. Diese Bewegung resultiert aus der Modellstruktur, welche keine reine elastische Bewegung ermöglicht. Dieses Phänomen ist allerdings auch beim Dahl-Modell und auch beim Karnopp-Modell zu beobachten.

Das elasto-plastische Reibmodell

Das elasto-plastische Reibmodell beseitigt die Schwächen des LuGre-Modells und wurde erstmalig 2000 von Dupont *et al.* [32, 33] veröffentlicht. Später wurde noch eine diskrete Implementierung des Modells vorgestellt [45]. Das Modell zählt ebenfalls zu den Borstenmodellen. Die Gleichung zur Berechnung der Reibkraft entspricht der des LuGre-Modells:

$$F_R = \sigma_0 z + \sigma_1 \dot{z} + \sigma_2 v \quad (4.67)$$

Um den Übergang zwischen elastischer und plastischer Bewegung detaillierter zu beschreiben, wurden für die Borstenauslenkung die zwei Schwellwerte z_{ba} (break-away) und z_{ss} (steady-state) eingeführt. Die stationäre Borstenauslenkung z_{ss} ist geschwindigkeitsabhängig und ergibt sich wieder aus der statischen Reibkennlinie nach Glg. (4.65). Der Parameter z_{ba} ist konstant. Es gilt $0 < z_{ba} \leq z_{ss}(v)$. Für $|z| \leq z_{ba}$ ist die Bewegung rein elastisch. Für $z_{ba} < |z| < z_{ss}$ existieren elastische und plastische Bewegungsanteile und für $|z| = z_{ss}$ erfolgt eine rein plastische Bewegung. Um dieses Verhalten nachzubilden, wurde die Differentialgleichung des Borstenzustandes wie folgt abgeändert:

$$\dot{z} = v \left(1 - \alpha(z, v) \frac{\text{sgn}(v) \cdot z}{z_{ss}(v)} \right). \quad (4.68)$$

Die Funktion $\alpha(z, v)$ mit dem Wertebereich $[0, 1]$ beschreibt einen stetigen Übergang zwischen den drei Bewegungsbereichen (elastisch, elasto-plastisch, plastisch). Sie ist definiert durch

$$\alpha(z, v) = \begin{cases} 0, & |z| \leq z_{ba} \\ \alpha_m(z), & z_{ba} < |z| < z_{ss}(v) \\ 1, & z_{ss}(v) \leq |z| \\ 0, & \text{sgn}(v) \neq \text{sgn}(z) \end{cases}$$

mit

$$\alpha_m = \frac{1}{2} \sin \left(\pi \cdot \frac{z - (z_{ss}(v) - z_{ba})/2}{z_{ss}(v) - z_{ba}} \right) + \frac{1}{2}.$$

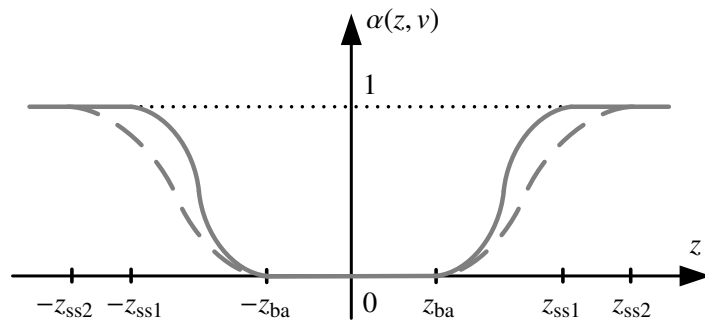


Abbildung 4.22:
Verlauf von $\alpha(z, v)$ für zwei Geschwindigkeiten

Der Verlauf von $\alpha(z, v)$ ist in Abbildung 4.22 für zwei verschiedene Geschwindigkeiten veranschaulicht. Durch die klare Trennung von elastischer und plastischer Bewegung wurde das Driften, die wesentliche Schwachstelle des LuGre-Modells, beseitigt. Die anderen Modelleigenschaften haben sich hingegen nur geringfügig geändert. So sind in Abbildung 4.23 die Pre-Sliding Hysterese und die geschwindigkeitsabhängige Hysterese für beide Modelle bei gleichen Eingangssignalen und ähnlicher Parametrierung dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, wie die Reibkraft bei der Pre-Sliding Hysterese zunächst linear ansteigt und erst nach Überschreiten von z_{ba} die Krümmung zunimmt. Darüber hinaus haben die Kurven eine sehr ähnliche Gestalt.

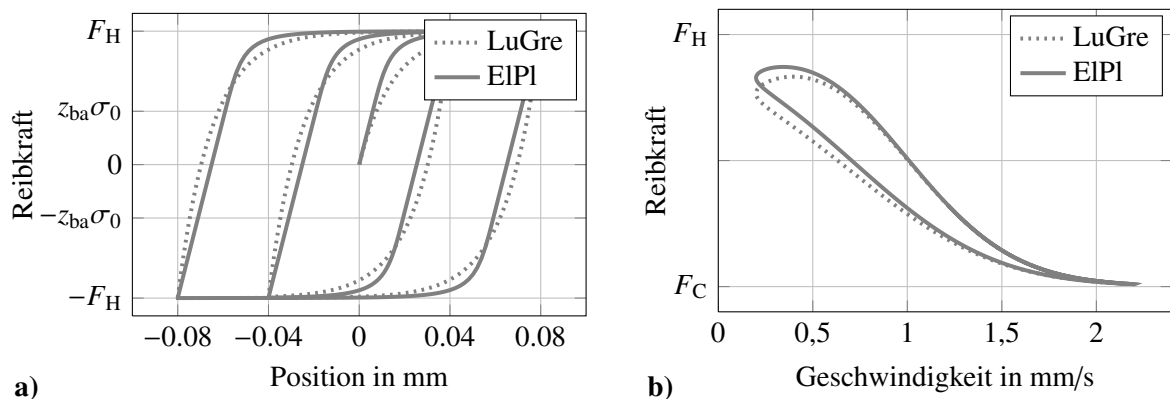


Abbildung 4.23: a) Pre-Sliding Hysterese und b) Geschwindigkeitsabhängige Hysterese des elasto-plastischen (EIPI) Modells im Vergleich zum LuGre-Modell ($f = 3$ Hz)

Das Generalized-Maxwell-Slip-Modell

Auf der Suche nach einem allgemeingültigen Modell, welches das Reibverhalten auf Basis der Oberflächenbeschaffenheit modelliert, entwickelten Lampaert *et al.* das Generalized-Maxwell-Slip-Modell (GMS) [66, 2]. Der zugrundeliegende Maxwell-Slip-Ansatz wurde ursprünglich von Iwan [54] zur Modellierung von Hysteresen mittels mehreren elasto-plastischen Elementen formuliert. In der Modellvorstellung entsteht Reibung durch mehrere massenlose Elemente, die an Federn befestigt sind. Jedem sogenannten Maxwell-Slip-Element wird eine Federsteifigkeit k_i , eine Federauslenkung z_i und eine Federdämpfung d_i

zugeordnet. Für jedes Element existiert ein geschwindigkeitsabhängiger Schwellwert für die Federauslenkung $Z_i(v)$. Dieser berechnet sich aus der Stribeckkurve mit $Z_i(v) = \alpha_i \cdot F_{ss}(v)$. Durch den Skalierungsfaktor α_i gilt für jedes Element ein anderer Schwellwert und damit eine andere maximale Federkraft. Wird das System bewegt, so haften zunächst die Elemente und die Federn werden gedehnt. Die Gesamtkraft steigt linear mit der Auslenkung an. Wird der Schwellwert eines Elements erreicht, so beginnt das Element zu gleiten. Kommt es zu einem Richtungswechsel, haften wieder alle Elemente. Das Gesamtsystem gleitet, wenn alle Elemente gleiten.

Die Reibkraft ergibt sich aus der Summe der einzelnen Feder- und Dämpferkräfte sowie einem viskosen Reibanteil. Es gilt die Gleichung

$$F_R = \sum_{i=1}^M (k_i \cdot z_i + d_i \cdot \dot{z}_i) + \sigma_2 \cdot v. \quad (4.69)$$

In anderen Veröffentlichungen wird auf den mikroviskosen Reibanteil $d_i \cdot \dot{z}_i$ verzichtet [57, 58], wodurch die Modellkomplexität deutlich reduziert wird.

Falls das jeweilige Element haftet, wird die Federauslenkung nach

$$\dot{z}_i = v$$

berechnet und falls das Element gleitet, ergibt sich z_i aus der Differentialgleichung

$$\dot{z}_i = \text{sgn}(v) C_i \left(1 - \frac{z_i}{Z_i(v)} \right).$$

Der Faktor C_i gibt an, wie schnell die Reibkraft dem Stribeck-Effekt folgt.

Auch wenn sich die Modellvorstellung im Vergleich zu den Borstenmodellen geändert hat, so ist die Grundstruktur der einzelnen Zustände die Gleiche, nur ihre Anzahl hat sich

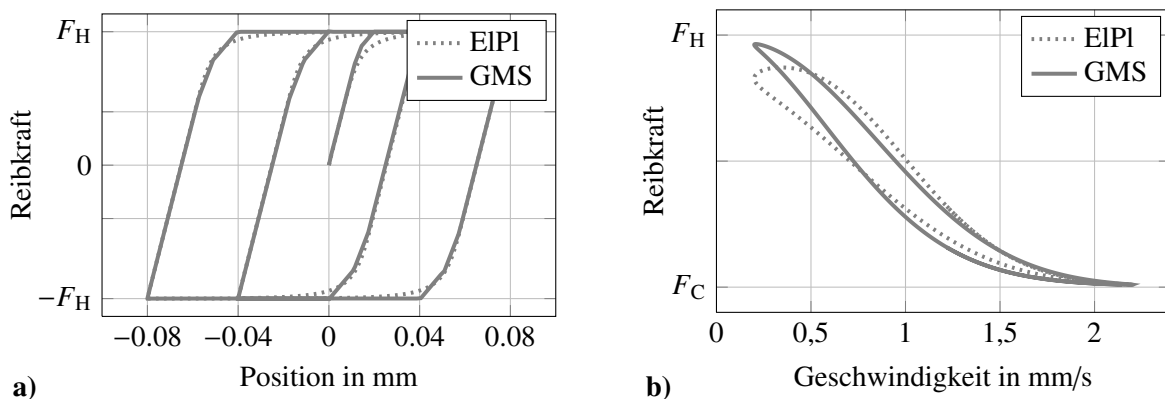


Abbildung 4.24: a) Pre-Sliding Hysterese und b) Geschwindigkeitsabhängige Hysterese des GMS Modells mit drei Maxwell-Slip-Elementen im Vergleich zum elasto-plastischen Modell ($f = 3$ Hz)

erhöht. In Abbildung 4.24 ist zu sehen, wie die Pre-Sliding Hysterese aufgrund mehrerer Zustände, die bis zum Erreichen des Schwellwertes linear der Position folgen, stückweise linear approximiert wird. Da die geschwindigkeitsabhängige Hysterese (Abb. 4.24 b)) durch den Stribeck-Effekt erzeugt wird, ist diese nicht stückweise linear. Durch den konstanten Anstieg der Reibkraft bei einem Richtungswechsel, driftet dieses Modell ebenso wenig, wie das elasto-plastische Modell.

Bei numerischen Simulationen und Nutzung des Modells zur Reibkompensation erwies sich die fehlerfreie Detektion der Zustände „Gleiten“ und „Haften“ der einzelnen Elemente als schwierig. Dennoch wurde das GMS Modell als adaptive Vorsteuerung zur Regelung des zweiachsigen Demonstrators bereits erfolgreich eingesetzt [119].

Das DNLRX-Modell

Ein weiteres Modell, welches den Maxwell-Slip Ansatz nutzt, ist das sogenannte DNLRX Modell. Die Abkürzung steht für „Dynamic NonLinear Regression with direct application of eXcitation“ und beschreibt eigentlich die Identifikationsmethode mit der die Parameter des Modells bestimmt werden. Dieses Modell wurde an der Universität von Patras entwickelt und erstmals 2005 vorgestellt [86, 87]. Im Vergleich zu allen anderen dynamischen Modellen wurde das DNLRX Modell bereits als diskretes Modell entworfen und ist somit prinzipiell besser für numerische Simulationen geeignet.

Darüber hinaus handelt es sich nicht um ein reines Reibmodell, sondern um ein inverses Modell für bewegte Systeme. Dementsprechend ist der Modelleingang die Position $s(k)$ und der Modellausgang ist die angreifende Kraft $F_A(k)$. Die Trägheit aufgrund der Masse ist somit im Modell enthalten. Die entsprechende Modellgleichung ist

$$F_A(k) = \sum_{j=0}^{n_s} g_j \cdot s(k-j) + \sum_{j=0}^n \theta_j^T \cdot z(k-j). \quad (4.70)$$

Die beiden Summenterme können als gleitende Mittelwerte mit den Fenstergrößen n_s und n interpretiert werden. Das inverse Systemverhalten wird demzufolge mittels zweier FIR-Filter beschrieben. Das Eingangssignal des ersten Filters sind die diskreten Positionswerte $s(k)$, beim zweiten Filter sind die Eingangssignale die diskreten Federauslenkungen der M Maxwell-Slip-Elemente, welche in dem Vektor $z(k) = [z_1(k) \dots z_M(k)]^T$ zusammengefasst sind.

Die Berechnungsvorschrift der Federauslenkungen wurde im Vergleich zum GMS-Modell stark vereinfacht. So sind die maximalen Federauslenkungen Z_i nicht geschwindigkeitsabhängig, sondern konstant. Dies bedeutet aber auch, dass der Stribeck-Effekt nicht mehr abgebildet werden kann. Für einen einzelnen Zustand gilt

$$z_i(k+1) = \operatorname{sgn}(s(k+1) - s(k) + z_i(k)) \cdot \min(|s(k+1) - s(k) + z_i(k)|, Z_i).$$

Die Federauslenkung folgt der Position bis der Maximalwert erreicht ist. Dies gilt sowohl für die negative, als auch für die positive Bewegungsrichtung.

Für $|z_i| = Z_i$ gleitet das einzelne Element, für $|z_i| < Z_i$ haftet es. Wie beim GMS-Modell gleitet das Gesamtsystem erst, wenn alle Maxwell-Slip-Elemente gleiten. Auch die Pre-Sliding Hysterese haben die gleiche Form. Die geschwindigkeitsabhängige Hysterese kann aufgrund des fehlenden Stribeck-Effektes nicht abgebildet werden. Im Gegensatz zum GMS-Modell kann das Zustandsverhalten durch eine einzelne Gleichung abgebildet werden, somit entfällt in Simulationen die Entscheidung, wann welche Gleichung gilt.

Nach Glg. (4.70) hängt die angreifende Kraft nicht nur von den aktuellen Federauslenkungen $z(k)$, sondern entsprechend der Ordnung des Filters n auch von vergangenen Federauslenkungen ab. Auf diese Weise kann durch die Filterkoeffizienten θ_j eine Geschwindigkeit der Federauslenkung und somit eine mikroviskose Reibung modelliert werden. Ähnliches gilt für den positionsabhängigen FIR-Filter. Bei geeigneter Wahl der Koeffizienten kann die Beschleunigung und Geschwindigkeit inklusive entsprechender Faktoren, welche die bewegte Masse oder eine viskose Reibung abbilden, modelliert werden. Auch eine zusätzliche positionsabhängige Reibkraft kann auf diese Weise erfasst werden.

Die Parameteridentifikation des Modells erfolgt durch ein zweistufiges Optimierungsverfahren, welches auf Basis von Messdaten die Modellparameter anpasst. Dabei wird der Modellfehler, welcher sich aus der gemessenen Kraft und der vom Modell berechneten Kraft ergibt, minimiert. Der entsprechende Algorithmus ist in [86] und [118] erläutert.

Auch das DNLRX-Modell wurde bereits für eine modellbasierte Regelung des zweiachsigen Demonstrators verwendet [4, 7, 118]. Die besten Identifikationsergebnisse wurden stets erzielt, wenn die Ordnung des Filters der Federauslenkungen mit $n = 0$ festgelegt wurden. Somit werden nur die stets aktuellen Werte $z(k)$ für die Berechnung der Kraft verwendet und eine mikroviskose Reibung wird vernachlässigt. Dennoch zeichnet sich dieses Modell bei der Parameteridentifikation durch besonders geringe Modellfehler aus. Das DNLRX-Modell wurde zur Vorsteuerung der Reibdynamik eingesetzt. Aufgrund des positions- und zeitvarianten Reibverhaltens wurde eine adaptive Variante entwickelt, mit der die dynamischen Regelfehler signifikant reduziert werden konnten. Es wurde gezeigt, dass dieses Modell das Reibverhalten kugelgeführter NPMMs sehr gut abbilden kann.

4.4.2 Verwendetes Reibmodell

Ein Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung eines geschlossenen Reglerkonzeptes mit dem sowohl eine Entkopplung der Bewegungsachsen, als auch eine Kompensation der Reibkraft möglich ist. Für den Reglerentwurf wird zunächst ein Systemmodell in Zustandsraumdarstellung aufgestellt. Daher ist es zweckmäßig ein Reibmodell zu verwenden, welches sich ebenfalls in der Zustandsraumdarstellung beschreiben lässt. Aus diesem

Grund kann das DNLRX-Modell nicht problemlos für die Modellierung der Reibkraft an der NPMM 200 eingesetzt werden.

Da mit dem GMS- und dem DNLRX-Modell aber bereits sehr gute Ergebnisse erzielt wurden, wird ein Modell mit mehreren Zuständen verwendet. Es hat sich gezeigt, dass der Einsatz von Reibmodellen mit Unstetigkeitsstellen in numerischen Simulationen und in Echtzeitregelkreisen problematisch ist. Daher orientieren sich die Zustandsdifferentialgleichungen des verwendeten Modells an denen des Dahl (vgl. Glg. (4.62)) bzw. LuGre-Modells (vgl. Glg. (4.64)). Aus diesem Grund wird dieses Modell in der vorliegenden Arbeit in den folgenden Kapiteln als Multi-State-Dahl-Modell (MSD) bezeichnet. Die Reibkraft ergibt sich nach

$$F_R = \sum_{i=1}^M k_i \cdot z_i + \sigma_2 v \quad (4.71)$$

aus den einzelnen Zuständen z_i multipliziert mit einer Steifigkeit k_i und der viskosen Reibung $\sigma_2 v$. Die Reibzustände z_i können auch hier als eine Art Federauslenkung angesehen werden. Entsprechend der Differentialgleichung

$$\dot{z}_i = v - \frac{k_i |v|}{F_{Ci}} \cdot z_i = v - \frac{|v| \cdot z_i}{Z_i} \quad (4.72)$$

steigt die Auslenkung im Pre-Sliding Bereich bis zu einer maximalen Auslenkung $Z_i = F_{Ci}/k_i$ an. Somit besitzt jedes Element, wie beim DNLRX- und GMS-Modell, eine eigene maximale Federauslenkung. Die Form des Übergangs zum Schwellwert kann durch die Einführung eines zusätzlichen Parameters β beeinflusst werden, so dass sich die Zustandsdifferentialgleichung für ungerade β zu

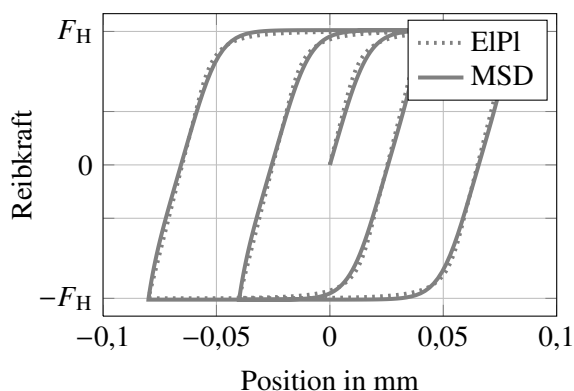
$$\dot{z}_i = v - \left(\frac{z_i}{Z_i} \right)^\beta |v| \quad (4.73)$$

sowie für gerade β zu

$$\dot{z}_i = v - \left(\frac{z_i}{Z_i} \right)^\beta \operatorname{sgn}(z_i) |v| \quad (4.74)$$

ändert.

Bei diesem Reibmodell wird der Stribeckeffekt nicht berücksichtigt, es ist jedoch eine entsprechende Erweiterung in Form von geschwindigkeitsabhängigen Schwellwerten denkbar. In Abbildung 4.25 ist die Pre-Sliding Hysterese eines MSD-Modells mit zwei Zuständen im Vergleich zum elasto-plastischen Modell dargestellt. Dabei wurden die Modellparameter so gewählt, dass die Kurven möglichst gut übereinstimmen. Das MSD Modell kann das Pre-Sliding Verhalten des elasto-plastischen Modells offensichtlich sehr gut nachbilden. Darüber hinaus hat dieses Modell den Vorteil, dass es geschlossen zeitlich differenzierbar ist, da es keine Signum- oder stückweise definierte Funktionen enthält.

**Abbildung 4.25:**

Pre-Sliding Hysterese MSD-Modells mit zwei Zuständen im Vergleich zum elasto-plastischen Modell

Mit diesem Reibmodell können die Terme für die Reibkraft in den Modellgleichungen (4.43) – (4.45) beschrieben werden und das Modell der NPMM 200 ist somit vollständig. Im nächsten Abschnitt werden die Parameter des Reibmodells für die drei translatorischen Bewegungsrichtungen ermittelt.

4.4.3 Experimentelle Identifikation der Reibparameter

Zur Identifikation der Parameter des Reibmodells werden verschiedene Experimente an der NPMM 200 durchgeführt. Dabei wird zunächst die statische Reibkennlinie ermittelt, welche der Stribeckkurve entspricht. In einem zweiten Schritt werden die restlichen Modellparameter durch Identifizierung der dynamischen Reibkraft bestimmt.

Statische Reibkraft

Die statische Reibkennlinie zeigt den Verlauf der Reibkraft für verschiedene konstante Geschwindigkeiten. Für eine Bewegung mit konstanter Geschwindigkeit entspricht die Reibkraft nach den Modellgleichungen (4.43) – (4.45) der Summe der Antriebskräfte der jeweiligen Bewegungsachse. Daher werden zur Bestimmung der Stribeckkurve Experimente durchgeführt, bei denen die einzelnen Achsen der NPMM 200 mit verschiedenen konstanten Geschwindigkeiten verfahren werden.

Der Verlauf von Position, Geschwindigkeit und Antriebskraft für ein solches Experiment ist im Anhang in Abbildung A.8 dargestellt. Bei jedem Experiment wird sowohl in positiver, als auch in negativer Richtung verfahren. Die Antriebskräfte werden dabei über den farbig dargestellten Bereich gemittelt. Pro Geschwindigkeitswert werden zwei Experimente durchgeführt. Bei dem ersten wird die Bewegung in positive Richtung gestartet, danach wird zuerst eine Bewegung in negativer Richtung durchgeführt.

Nach diesem Vorgehen existieren pro Geschwindigkeitswert zwei Werte für die Reibkraft von denen wiederum der Mittelwert gebildet wird. Da die Experimente aus dem Stand heraus erfolgen, wird bei Geschwindigkeiten kleiner 0,1 mm/s zunächst auf diese Geschwindigkeit

beschleunigt, um den elastischen Reibbereich zu überwinden. Nach einer festen Zeitspanne wird dann auf die Zielgeschwindigkeit abgebremst.

Für die planaren Achsen wird die statische Reibkraft für den Geschwindigkeitsbereich von 100 nm/s bis 6 mm/s aufgenommen. Bei der z -Achse beträgt die maximal betrachtete Geschwindigkeit 3 mm/s. Die Ergebnisse dieser Messungen sowie eine Approximation der Stribeckkurve sind in Abbildung 4.26 dargestellt. Dazu wurde das Stribeckmodell (vgl. Glg. (4.57)) mittels der Simplexmethode nach Nelder und Mead [78] an die Messdaten angepasst.

Die in Abschnitt 4.2.2 beobachtete ortsabhängige Kraft der Gewichtskraftkompensation würde die Messungen in der z -Achse verfälschen. Aus diesem Grund wurde zunächst eine Testfahrt durchgeführt. Diese führte über den kompletten Bewegungsbereich und die Geschwindigkeit betrug 1 mm/s. Aus dem Mittelwert der benötigten Kraft aus Hin- und Rückfahrt wurde ein Verlauf der ortsabhängigen Antriebskraft berechnet, mit dem die Messungen zur Bestimmung der Stribeckkurve korrigiert wurden. Aus diesem Grund besitzt die Kennlinie der z -Achse in Abbildung 4.26 im Vergleich zu den Kennlinien der x - und y -Achse keinen Offset. Dieser Offset der planaren Achsen kann durch eine ungenaue Nivellierung der NPMM 200 begründet sein.

Die größte Auffälligkeit bei Gegenüberstellung der Kennlinien ist die Tatsache, dass bei

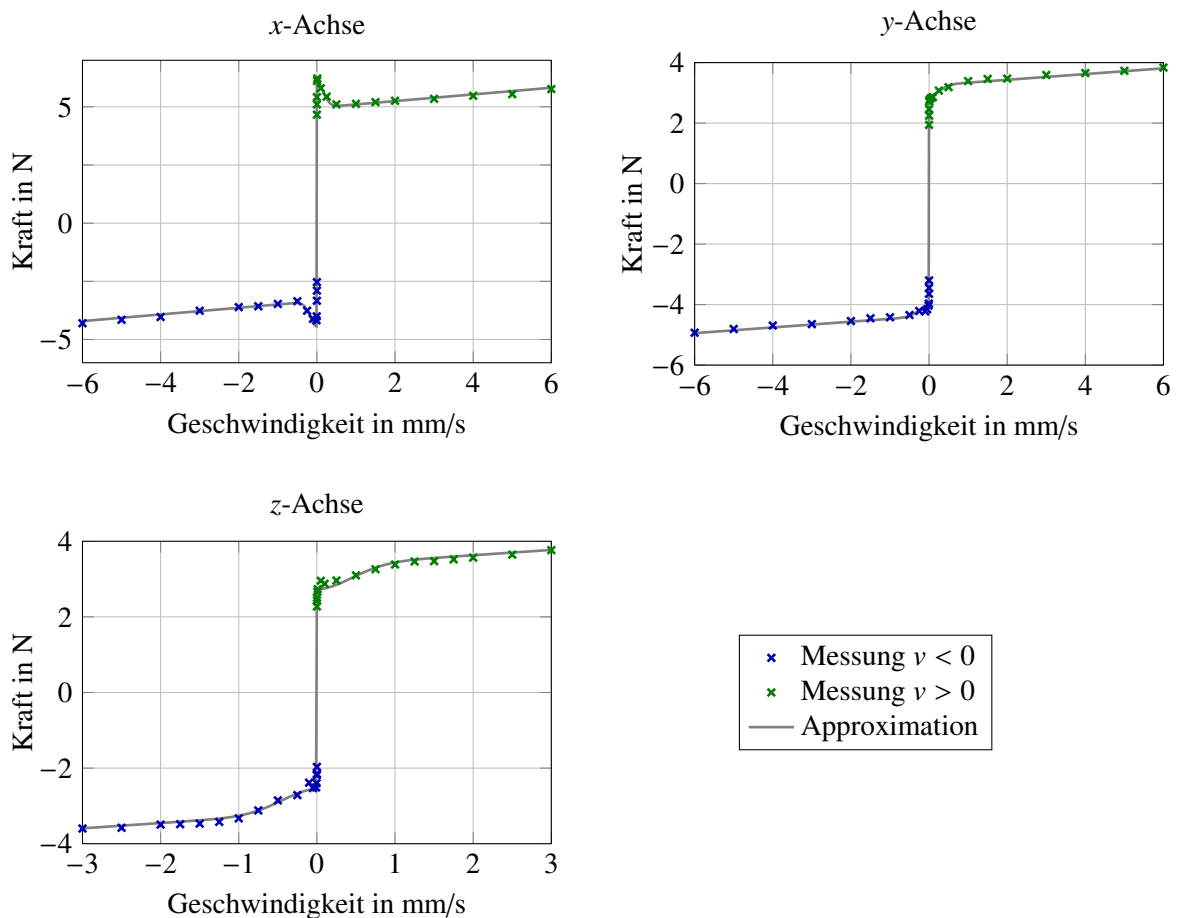


Abbildung 4.26: Statische Reibkraftkennlinien

der x -Achse eine Überhöhung für niedrige Geschwindigkeiten gemessen wurde und dagegen bei der y -Achse keine Stribecküberhöhung auftritt. Dies ist besonders bemerkenswert, da die Führungen, die Wälzkörper und die Wälzkörperkäfige für beide Achsen identisch sind. Auch das verwendete Fett zur Schmierung ist bei beiden Bewegungsachsen gleich. Der Effekt tritt auch auf, wenn die Messungen an anderen Startpositionen wiederholt werden. Da auch die durchgeführten Experimente identisch sind, fällt es schwer eine Ursache für diesen Unterschied zu bestimmen. Es ist auch möglich, dass der Effekt durch eher zufällige Ursachen hervorgerufen wird, wie unterschiedliche Verschmutzung der Führungen oder eine unterschiedliche Verteilung des Schmierfilms.

Dynamische Reibkraft

Dynamische Reibkräfte treten während beschleunigter Bewegungen auf. Anhand entsprechender Experimente ist es möglich, die verbleibenden Parameter des MSD-Modells, die Schwellwerte Z_i und die Federsteifigkeiten k_i , zu ermitteln. Zu diesem Zweck werden an der NPMM 200 in den drei translatorischen Achsen zwei unterschiedliche Arten von Solltrajektorien vorgegeben. Die durch das Regelungssystem ausgegebenen Antriebskräfte sowie die resultierende Position werden während der Fahrt gemessen. Aus den Messdaten werden dann mit Hilfe numerischer Optimierung die Modellparameter bestimmt.

Die entsprechenden Signalverläufe sind für zwei Messungen in Abbildung 4.27 dargestellt. Der Kraftverlauf entspricht der Summe der Antriebskräfte der jeweiligen Achse. Bei der ersten Messung (Abb. 4.27 a)) besteht die Solltrajektorie aus einem sinusförmigen Ver-

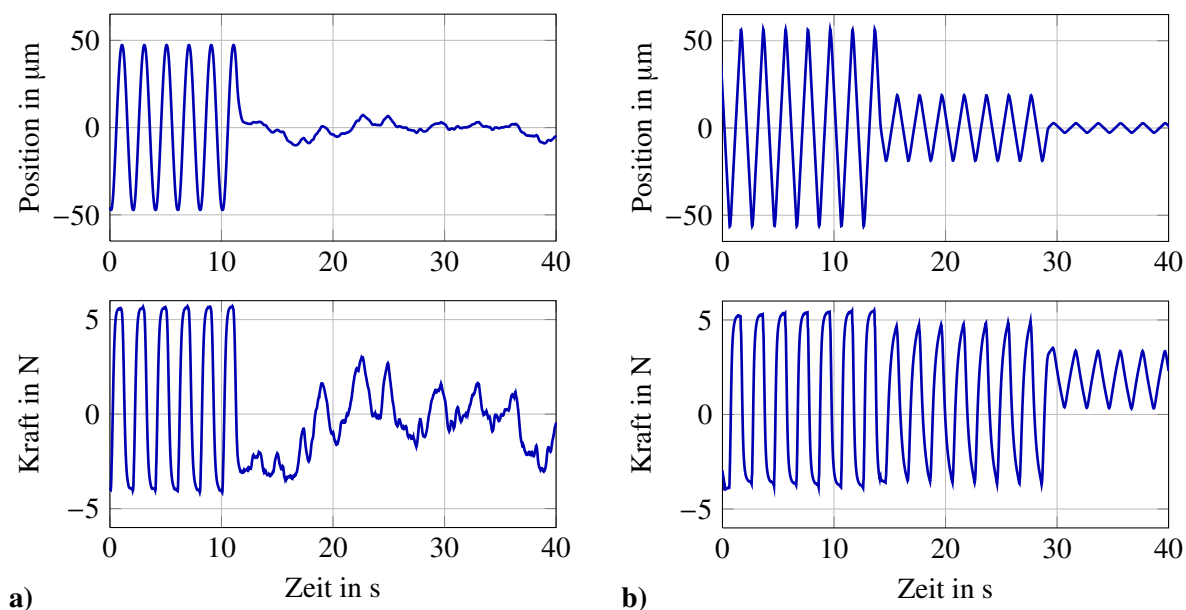


Abbildung 4.27: Positions- und Kraftverlauf für Experimente an der x -Achse **a)** Sinus und tiefpassgefiltertes Rauschen, **b)** Dreiecke verschiedener Amplitude

lauf mit einer Amplitude von ca. $50\ \mu\text{m}$ gefolgt von einem zufälligen Verlauf, der durch Tiefpassfilterung von gaußischem Rauschen generiert wurde. Der erste Teil der Trajektorie dient dazu häufige Wechsel zwischen den beiden Reibbereichen zu erzwingen. Durch die hohe Amplitude wird der plastische Bereich zunächst erreicht, der folgenden Richtungswechsel bewirkt eine Rückkehr in den elastischen Bereich. Bei der folgenden Bewegung mit kleinen Auslenkungen wird dagegen der elastische Reibbereich nicht verlassen. Die zweite Messung (Abb. 4.27 b)) folgt dem gleichen Prinzip, nur dass die Trajektorie hier aus einem dreiecksförmigen Verlauf verschiedener Amplituden besteht. Neben der Form der Trajektorie werden auch die absoluten Positionen variiert. Die erste Trajektorie dient zur Identifikation und damit zur Bestimmung der Modellparameter, die zweite Trajektorie wird zur Validierung der ermittelten Parameter herangezogen.

Entsprechend Gleichung (4.23) kann bei einer Bewegung in einer einzelnen Achse die Reibkraft nach

$$F_R = F_A - m\dot{v} \quad (4.75)$$

aus der Antriebskraft berechnet werden. Zur Identifikation der Modellparameter wird ein Optimierungsalgorithmus zur Minimierung des Modellfehlers verwendet. Für die Optimierung wird die Modellgleichung angepasst und diskretisiert, so dass wieder ein konstanter Offset enthalten ist:

$$\hat{F}_R(k) = \sum_{i=1}^M k_i z_i(k) + \sigma_2 v(k) + b.$$

Das Gütekriterium hat die Form

$$J = \sum_{k=1}^N e(k)^2 = \sum_{k=1}^N (F_R(k) - \hat{F}_R(k))^2.$$

Dabei ist N die Anzahl der betrachteten Messwerte und $F_R(k)$ die nach Glg. (4.75) aus der gemessenen Antriebskraft rekonstruierte Reibkraft.

Die Federsteifigkeiten k_i , der viskose Reibkoeffizient σ_2 sowie der Offset b gehen linear in die Modellgleichung ein und können zu einem Parametervektor $\theta = [k_1 \dots k_M \sigma_2 b]$ zusammengefasst werden. Dagegen hat der Vektor der Schwellwerte $\mathbf{Z} = [Z_1 \dots Z_M]$ einen nichtlinearen Einfluss. Aufgrund dieser Modellstruktur kann ein zweistufiger iterativer Identifikationsalgorithmus verwendet werden, dessen Struktur ursprünglich von Rizos *et al.* [86] im Rahmen der Identifikation des DNLRX Modells vorgestellt wurde. Der Algorithmus wurde bereits in [118] und [5] erfolgreich eingesetzt. Demnach ergeben sich die Modellparameter durch Lösung des Optimierungsproblems:

$$[\hat{\mathbf{Z}} \ \hat{\theta}] = \arg \min_{\mathbf{Z}} \left\{ \min_{\theta} J(\theta, \mathbf{Z}) \right\}.$$

In der konkreten Realisierung werden zunächst die Schwellwerte \mathbf{Z} durch Verfahren der

nichtlinearen Optimierung (Evolution, Simplex) bestimmt. Danach wird anhand der aufgenommenen Messwerte der Verlauf der Federauslenkungen $z_i(k)$ berechnet. Sind diese bekannt, können die linearen Parameter mittels Regression ermittelt werden. Anschließend wird das Gütekriterium berechnet, welches von dem nichtlinearen Optimierungsalgorithmus zur Bestimmung neuer Schwellwerte genutzt wird.

Dieser Ablauf wiederholt sich bis eine vorgegebene Anzahl an Iterationen durchlaufen wurde oder das Gütekriterium nicht weiter minimiert werden kann. Zu Beginn der Optimierung wird für die Bestimmung der Schwellwerte ein evolutionärer Algorithmus genutzt, um einen möglichst großen Bereich des Suchraums abzudecken. Anschließend wird für die Suche in einem lokalen Bereich auf den Simplexalgorithmus gewechselt. Durch diese Strategie wird sichergestellt, dass das globale Minimum gefunden wird.

Aufbauend auf den Ergebnissen der Diplomarbeit [118] wurde das dort entwickelte Matlab-Programm zur Identifikation des DNLRX-Modells im Rahmen der vorliegenden Arbeit weiterentwickelt. Somit ist es möglich, die Parameter verschiedener Reibmodelle (DNLRX, LuGre, elasto-plastisch, MSD) anhand zusammengehöriger Positions-, Geschwindigkeits- und Kraftmesswerte zu identifizieren. Es bietet eine einfache und komfortable Möglichkeit, eine Identifikation mit verschiedenen Modellordnungen durchzuführen. Aufgrund der verschiedenen implementierten Reibmodelle kann die erreichte Modellgüte mit anderen Modellen verglichen werden.

Zur Bewertung der Modellgüten wird der Normalized Root Mean Square Error (NRMSE) verwendet, welcher durch die folgende Gleichung definiert ist:

$$\text{NRMSE} = \frac{\sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (F_R(k) - \hat{F}_R(k))^2}}{F_{R, \max} - F_{R, \min}} \cdot 100 \%$$

Die Modellfehler für die Identifikation des Modells an der x -Achse sind für verschiedene Modellordnungen in Tabelle 4.2 aufgelistet. Die Fehler sind jeweils die Mittelwerte aus fünf Identifikationen anhand verschiedener Messreihen. Tabelle 4.3 zeigt die Ergebnisse der Validierung. Auch hierbei handelt es sich um Mittelwerte aus fünf verschiedenen Validierungsdurchgängen.

Tabelle 4.2: Identifikation MSD, NRMSE in %

	β			
	1	2	3	4
1	5,61	5,53	6,05	6,04
2	4,83	3,04	2,48	2,38
<i>M</i> 3	4,82	2,78	1,84	1,44
4	4,81	3,12	1,81	1,39
5	4,95	2,89	1,47	1,24

Tabelle 4.3: Validierung MSD, NRMSE in %

	β			
	1	2	3	4
1	6,83	5,25	5,21	6,31
2	6,98	4,73	3,82	3,58
<i>M</i> 3	6,84	4,34	3,12	2,65
4	6,81	5,04	3,33	2,68
5	7,06	3,85	3,07	2,73

Zunächst ist festzustellen, dass die Fehler für alle untersuchten Modellordnungen kleiner als 10 % sind, somit kann das Modell das Reibverhalten der NPMM 200 prinzipiell gut abbilden. Ab einer Anzahl von $M = 2$ Reibzuständen hat eine Erhöhung von β einen sehr positiven Einfluss auf die Modellgüte. Betrachtet man nur die Fehler für $\beta \geq 2$, so ist der größte Qualitätsunterschied zwischen $M = 1$ und $M = 2$ festzustellen. Da eine möglichst geringe Modellkomplexität wünschenswert ist, wird deshalb die Anzahl der Zustände mit $M = 2$ festgelegt. Durch die Notwendigkeit einer zusätzlichen sgn-Funktion in den Modellgleichungen für gerade β (vgl. Glg. (4.74)), wird zunächst $\beta = 3$ festgelegt. Das Identifikationsergebnis für einen Datensatz mit dieser Modellordnung ist in Abbildung 4.28 dargestellt. Es sind die zeitlichen Verläufe der gemessenen Reibkraft $F_R(k)$ sowie der vom Modell berechneten Reibkraft $\hat{F}_R(k)$ dargestellt. Außerdem ist der Modellfehler $e(k) = F_R(k) - \hat{F}_R(k)$ abgebildet. Auch hier ist zu erkennen, dass das Modell das Reibverhalten der NPMM 200 gut abbilden kann. Das Ergebnis der entsprechenden Validierung ist in Abbildung 4.29 zu sehen.

Zur Einordnung der Modellgüte des MSD-Modells sind in Tabelle 4.4 die Modellfehler für verschiedene Reibmodelle anhand eines ausgewählten Identifikations- sowie Validierungsdatensatzes aufgelistet. Es ist zu erkennen, dass das gewählte MSD-Modell aufgrund der zwei Zustände dem elasto-plastischen sowie dem LuGre-Modell überlegen ist. Bei der Validierung schneidet das MSD-Modell sogar besser ab als ein vergleichbares DNLRX-Modell. Erst bei noch mehr Zustandsvariablen, kann das DNLRX-Modell das Reibverhalten mit einem geringeren Fehler nachbilden.

Tabelle 4.4: Identifikation und Validierung verschiedener Reibmodelle

	Identifikation NRMSE in %	Validierung NRMSE in %
MSD ($M = 2, \beta = 3$)	2,48	3,82
EIPI	5,52	6,05
LuGre	5,45	6,01
DNLRX ($M = 2, n_s = 1$)	1,79	4,04
DNLRX ($M = 3, n_s = 1$)	1,60	3,42
DNLRX ($M = 4, n_s = 1$)	1,11	3,43

In diesem Abschnitt wurde die Modellidentifikation exemplarisch für die x -Achse gezeigt. Die Vorgehensweise, sowie die Ergebnisse bezüglich der Modellordnungen sind für die beiden anderen Achsen identisch.

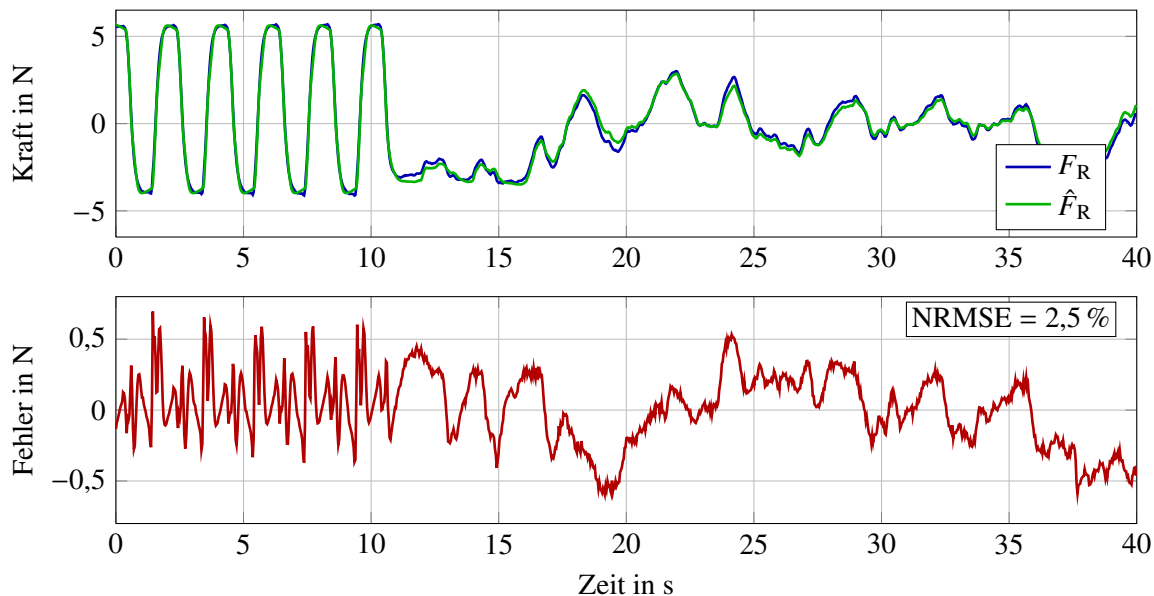


Abbildung 4.28: Identifikation MSD Modell ($M = 2, \beta = 3$)

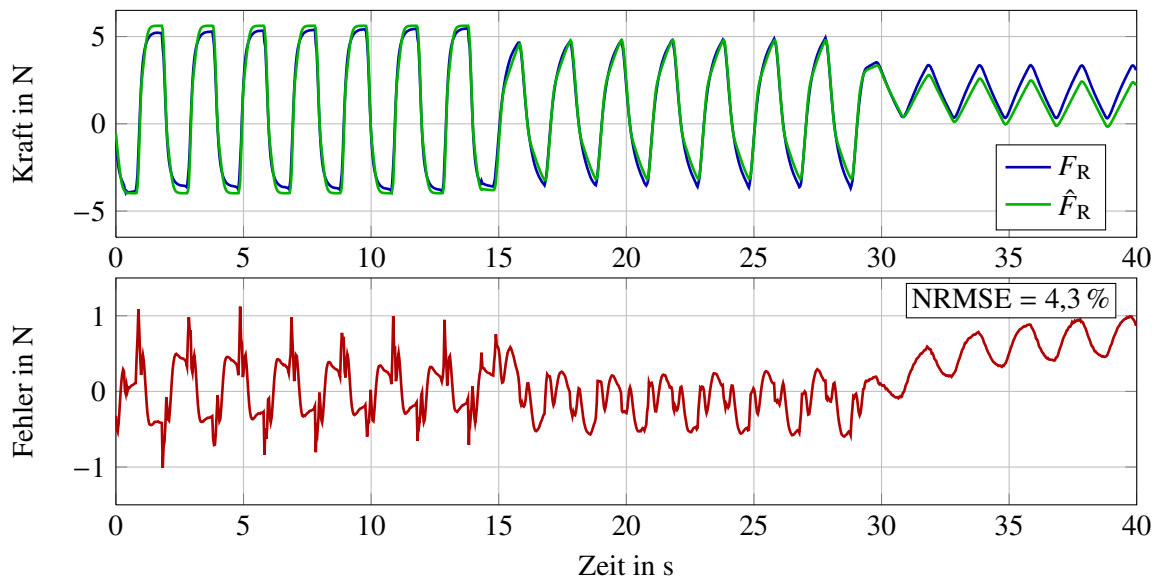


Abbildung 4.29: Validierung MSD Modell ($M = 2, \beta = 3$)

5 Regelungskonzepte

In diesem Kapitel werden die verschiedenen, im Rahmen dieser Arbeit untersuchten, Konzepte zur Regelung des zweiachsigen Demonstrators sowie der NPMM 200 vorgestellt. Dabei wird schrittweise ein Regelungskonzept für die NPMM 200 entwickelt, welches die Wechselwirkungen der verschiedenen Regelgrößen untereinander unterdrückt sowie die in den Kugelführungen auftretenden Reibkräfte effektiv kompensiert. Gegenstand des ersten Abschnittes ist zunächst ein kurzer Überblick über den Stand der Technik bei der Regelung von hochpräzisen Positioniertischen.

5.1 Stand der Technik

Nanopositionierung ist eine Schlüsseltechnologie für die Messung und Manipulation von Objekten auf der Mikro- und Nanometerebene. Die Fähigkeit ein Messobjekt präzise unter einem Sensor zu positionieren ist essentiell für die Nanotechnologie im Speziellen und den technologischen Fortschritt im Allgemeinen. Auf Grund dieser Bedeutung engagieren sich weltweit verschiedene Forschungsgruppen auf dem Gebiet der Nanopositionierung und Positionsregelung. Im Folgenden werden Positionsregelungsverfahren für zum Teil sehr unterschiedliche Systeme vorgestellt, die kaum miteinander vergleichbar sind. Diese Zusammenstellung soll einen Überblick über die Art und Weise verschiedener Aufbauten und deren Regelungssysteme sowie die damit erreichbaren Positioniergenauigkeiten geben. Das erste Beispiel ist das Regelungssystem der NMM-1, welches vor allem für Messungen im Stand optimiert wurde. Danach folgen ausschließlich Beispiele für Trajektorienfolgeregelungen.

5.1.1 TU Ilmenau

Bei der NMM-1 werden zur Positions- und Lageregelung insgesamt fünf voneinander unabhängige PID-Regler eingesetzt. Zwei Regler kompensieren die Verkippung der Spiegelecke um die x - und die y -Achse und die drei übrigen Regler sind für die Positionsregelung in den translatorischen Achsen zuständig. Die Regler unterscheiden sich von gewöhnlichen PID-Reglern durch zwei Modifikationen (vgl. Abbildung 5.8). Zum einen wird zur Berechnung des D-Anteils nur die Regelgröße und nicht die Regelabweichung verwendet. Dies wird mit möglichen sprunghaften Änderungen der Führungsgröße begründet, welche ansonsten

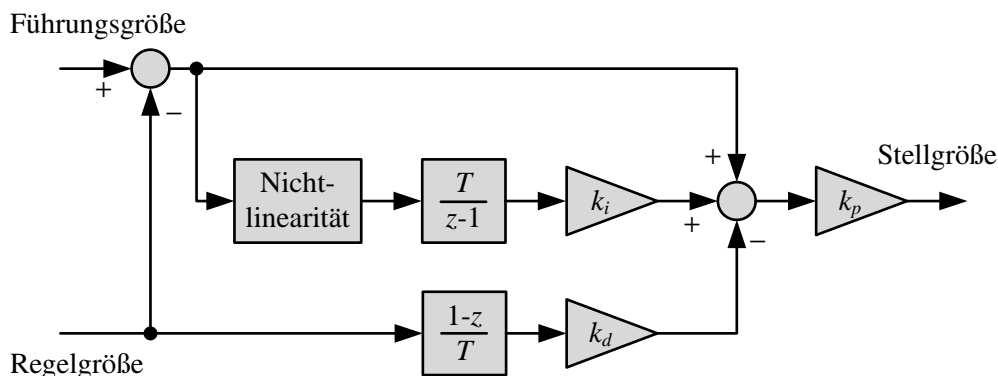


Abbildung 5.1: Modifizierter PID-Regler der NMM-1 [44]

stark überhöhte impulsförmige Stellsignale verursachen würde [42]. Zum anderen wird der I-Anteil durch eine Nichtlinearität verändert, so dass kleine Regelabweichungen verstärkt werden, während die Modifikation bei Regelabweichungen > 100 nm keine Auswirkung hat. Die Form dieser Nichtlinearität wurde im Rahmen der Weiterentwicklung der NMM-1 verändert [42, 44]. Durch die Erhöhung der Reglerverstärkung bei kleinen Regelabweichungen kann eine rudimentäre Kompensation der nichtlinearen Reibkräfte erreicht werden. Das Regelungssystem der NMM-1 ist für die Störunterdrückung im Stand optimiert. Der D-Anteil sorgt für eine hohe Dämpfung und damit für geringes Schwingverhalten. Der I-Anteil ermöglicht eine Ausregelung von Störungen während sich das System im Bereich der Haftreibung befindet. Dagegen sind die Regler für eine hohe Trajektorientreue während der Bewegung ungeeignet. Der modifizierte D-Anteil erzeugt bei einer Bewegung eine hemmende Kraft, so dass die dynamische Regelabweichung erhöht wird.

Mit dem stark vergrößerten Bewegungsbereich des zweiachsigen Demonstrators erfolgte auch ein Paradigmenwechsel hin zu Messungen während der Bewegung. Für diesen Anwendungsfall ist eine vollkommen andere Regelungsstrategie notwendig. Eine entsprechende Trajektorienfolgeregelung wurde in [5] entwickelt und vorgestellt (vgl. Abbildung 5.2). Das Regelungssystem besteht neben einem Bahnplanungsalgorithmus aus drei weiteren Komponenten. In der Vorsteuerung wird mittels eines inversen Systemmodells die theoretisch benötigte Stellgröße für eine vorgegebene Bahn berechnet. In diesem Modell wird die Reibkraft explizit mit berücksichtigt. Auf diese Weise kann die komplette Systemdynamik vorgesteuert werden. Die unterlagerte Regelung wird zur Systemstabilisierung und zur Kompensation von Modellgenauigkeiten eingesetzt. Die dritte Komponente ist ein Störgrößenbeobachter, welcher die Wirkung nicht messbarer exogener Störgrößen schätzt und kompensiert. Auf diese Weise lässt sich eine deutlich höhere Systemdynamik als mit einem Standardregler realisieren. Als unterlagerter Regler wurde sowohl ein PID- als auch ein PI-Zustandsregler eingesetzt. Für die Vorsteuerung wurden verschiedene Reibmodelle untersucht. Die besten Resultate konnten mit dem adaptiven DNLRX Modell erzielt werden. Mit diesem Regelungskonzept konnte der dynamische Regelfehler deutlich reduziert werden. Da es sich um

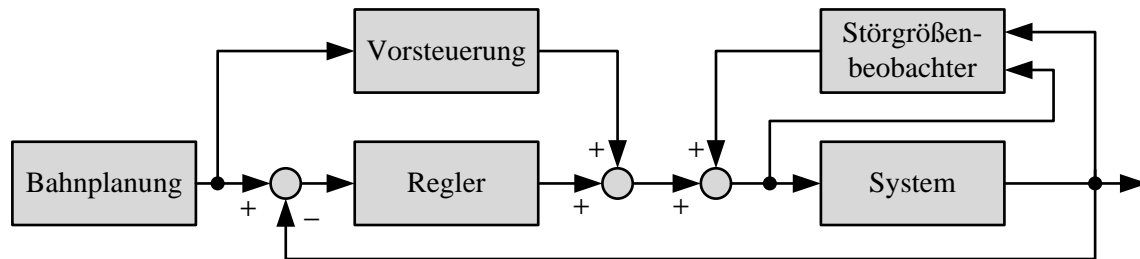


Abbildung 5.2: Einzelachsregler der Trajektorienfolgeregelung [6]

ein dezentrales Konzept handelt, wird für jede Achse ein eigenständiger Regler eingesetzt. Somit ist keine effektive Kompensation etwaiger Verkopplungen möglich. Die Kompensation der Reibkraft erfolgt bei diesem Konzept im Rahmen der Vorsteuerung. Dies ermöglicht zwar eine hohe Dynamik, führt aber bei Modellungenauigkeiten schnell zu einem schlechteren Regelfehler, da das Modell nicht mit dem aktuellen Systemzustand abgeglichen wird. Diesem Aspekt wurde zwar durch die Verwendung adaptiver Reibmodelle Rechnung getragen, allerdings ist auch die Leistungsfähigkeit der Modelladaption begrenzt.

5.1.2 KU Leuven

An der Katholieke Universiteit Leuven in Belgien wurde das GMS-Modell entwickelt. Entsprechend beschäftigt man sich dort ebenfalls seit längerem mit hochpräziser Positionsregelung. In [58] wird ein Regelungskonzept auf Basis des GMS-Modells vorgestellt. Als Anwendung dient ein Positioniertisch einer Hochgeschwindigkeitsfräsmaschine mit zwei Bewegungsachsen. Gelagert ist der Tisch auf Linearführungen mit Wälzkörpern der Firma Schneeberger. Als Messsysteme werden Encoder der Firma Heidenhain mit einer Auflösung von $0,25\ \mu\text{m}$ eingesetzt. Das Regelungskonzept ist wieder dezentral, das heißt pro Bewegungsachse wird ein Regler eingesetzt. Dabei handelt es sich um einen Kaskadenregler, bestehend aus einem PI-Geschwindigkeitsregler und einen P-Positionsregler. Diese Regler werden nach dem Phasenreservekriterium im Bodediagramm entworfen. Zusätzlich wird das inverse Modellverhalten vorgesteuert, allerdings zunächst ohne Berücksichtigung der Reibkraft. Die Kompensation der Reibkraft erfolgt ebenfalls über eine Vorsteuerung, welche auf dem GMS-Modell basiert. Als Modelleingang dient die Referenzgeschwindigkeit. Darüber hinaus werden übrige Störungen mit einem Störbeobachter geschätzt und kompensiert.

5.1.3 Universität Stuttgart

Am Institut für Systemdynamik der Universität Stuttgart wurde ein Automated Multiscale Measuring System auf Basis einer wälzkörpergeführten Koordinatenmessmaschine vom Typ MahrForm MFU 100 der Firma Mahr entwickelt. Das dazugehörige modellbasierte Positionsregelungssystem wurde in [117] vorgestellt. Das Messgerät besitzt eine Positionsauf-

lösung von 1 nm bei einem planaren Bewegungsbereich von $100 \times 200 \text{ mm}^2$. Die maximale Verfahrgeschwindigkeit wird mit 100 mm/s angegeben. Zusätzlich existiert eine rotatorische Achse, so dass der Positioniertisch um 360° verdreht werden kann. Die planaren Bewegungsachsen werden mit Spindelantrieben bewegt. Die Kopplung zwischen Antrieb und Bewegungsachse besitzt eine Flexibilität, die nicht vernachlässigbar ist, so dass die Antriebskraft nicht direkt an der zu bewegenden Masse angreift. Für die Positionsregelung wird ein dezentrales Regelungskonzept vorgeschlagen. Die auftretenden Reibkräfte werden mittels eines Reibbeobachters geschätzt und kompensiert. Auf diese Weise wird das Systemverhalten linearisiert. Grundlage dieses Beobachters ist die Modellierung der Reibkraft mit dem Elastoplastischen Reibmodell. Die Schätzung der Reibkraft erfolgt auf Basis der Referenztrajektorie. Die verbleibende Systemdynamik vierter Ordnung wird flachheitsbasiert vorgesteuert. Als unterlagerter Regler wird ein PI-Zustandsregler eingesetzt, welcher durch Polvorgabe parametrisiert wird. Bei den vorgestellten Messergebnissen ist ein Überschwingen am Ende der jeweiligen Trajektorie zu erkennen. Dieses wird mit der Dynamik des Beobachters und der Tatsache, dass die Reibkraft auf Basis der Referenztrajektorie und nicht der gemessenen Position geschätzt wird, begründet.

5.1.4 National Formosa University, Huawei

Shen *et al.* [98] stellten 2014 ein Regelungskonzept für einen zweiachsigen Positioniertisch mit einem Bewegungsbereich von $25 \times 25 \text{ mm}^2$ vor. Beide Achsen sind auf Wälzkörperführungen gelagert und die Position wird mit Interferometern mit einer Auflösung von 9,8 nm gemessen. Die Reibung wird über ein DNLRX-Reibkraftmodell, welches die notwendige Kraft anhand der Referenztrajektorie berechnet, vorgesteuert. Als unterlagerte Regler werden ein PID-Regler, ein mehrkriterieller Zustandsregler und eine Sliding-Mode-Strategie miteinander verglichen. In allen drei Fällen kann der Regelfehler durch Vorsteuerung der Reibkraft mittels DNLRX-Modell signifikant verringert werden. Jedoch ist eine starke Ortsabhängigkeit der Reibkraft zu beobachten, welche von dem Modell nicht abgebildet werden kann. Dies äußert sich durch unterschiedliche Regelfehler bei Variation der Absolutposition. Das DNLRX-Modell arbeitet nur in dem Arbeitsbereich zufriedenstellend, welcher durch die Identifikationsmessungen erfasst wurde. Diese Eigenschaft wurde bereits in [4] thematisiert. Die schlechtere Performance der Vorsteuerung kann der Sliding-Mode-Regler noch am besten ausgleichen.

5.1.5 University of Michigan

Ein völlig anderes Konzept in Bezug auf die Regelungsstrategie wie auch auf den mechanischen Aufbau stellten Parmar *et al.* vor [81]. Dabei handelt es sich um einen einachsigen Versuchsaufbau mit einem Bewegungsbereich von 10 mm. Als Messsystem dient ein Enco-

der mit einer Auflösung von 5 nm. Als Aktor wird ein Tauchspulenantrieb eingesetzt. Die Bewegung erfolgt gegen ein Festkörpergelenk, so dass sich das mechanische System weitgehend linear verhält, da keine störenden Effekte wie Reibung oder Lose auftreten. Ein Ziel bei der Entwicklung des Positioniersystems war eine gute Positioniergenauigkeit bei vergleichsweise geringen Kosten. Für die Regelung wird ein linearer Regler mit Vorsteuerung in Verbindung mit einem sogenannten Iterative Learning Controller (ILC) eingesetzt. Mit dem ILC sollen Nichtlinearitäten im Aktor und Antriebsverstärker ausgeglichen werden. Allerdings funktioniert das Konzept nur bei periodischen Bewegungen, da aus dem Stellsignal vorheriger Perioden über zwei Filter die aktuelle Stellgröße des ILC berechnet wird. Die vorgestellten Ergebnisse zeigen eine Konvergenz des Regelfehlers nach 40 Perioden. In diesem Fall liegt der maximale Regelfehler bei einer sinusförmigen Sollgröße mit 2 Hz und einer Amplitude von 4 mm bei nur noch 50 nm.

5.1.6 ASML, Veldhoven

Das technisch Machbare im Bereich der Präzisionspositionierung wird in der Halbleiterbranche auf industrieller Ebene eingesetzt. Bei aktuellen Scannersystemen des niederländischen Halbleiterausrusters ASML wird während der Belichtung sowohl der Wafer, als auch die Fotomaske bewegt [19]. Nur so kann der notwendige Durchsatz erreicht werden. Dabei werden Beschleunigungen von 10 m/s^2 und Geschwindigkeiten von 0,25 m/s realisiert. Der maximale Positionierfehler tritt während der Beschleunigung auf und beträgt $5 \mu\text{m}$. Die optische Abbildung von der Photomaske auf den Wafer findet bei konstanter Geschwindigkeit statt. Zu Beginn dieses Vorgangs beträgt die Standardabweichung des Positionierfehlers 10 nm. Diese sehr niedrigen Regelabweichungen werden durch ein komplexes Regelungssystem und durch eine gezielte Vermeidung des Eintrages externer Störgrößen in das System erreicht. So ist das Positioniersystem in allen Achsen luftgelagert und die Antriebskräfte werden durch Linearmotoren erzeugt. Damit ist das Positioniersystem völlig frei von Reibkräften. Das Bewegungs- und Messsystem ist durch aktive Schwingungsisolatoren vom Maschinengehäuse entkoppelt. Alle sechs Freiheitsgrade werden aktiv geregelt. Dazu werden sechs unabhängige Einzelachsregler (PID) eingesetzt. Dies ist möglich, da eine Entkopplung der Achsen auf Ebene der Antriebskräfte durchgeführt wird. Die Regelung wird mit einer Vorsteuerung kombiniert, welche neben der Verkopplung die Beschleunigungskräfte und auch die Corioliskraft berücksichtigt.

5.1.7 Zusammenfassung

Die mit den vorgestellten Konzepten erreichten dynamischen Regelfehler sind in Tabelle 5.1 zusammen mit der jeweiligen Referenztrajektorie aufgelistet. Da es sich jeweils um andere Aufbauten mit unterschiedlichen Sensor- und Aktorsystemen handelt, sind diese Ergebnisse

nur schwer miteinander vergleichbar. Dennoch unterscheiden sich die beiden letzten Beispiele bezüglich des erreichten Regelfehlers im Verhältnis zur gefahrenen Geschwindigkeit deutlich von den anderen Beispielen. Allerdings handelt es sich dabei zum einen um ein System mit Festkörpergelenken und zum anderen um ein luftgelagertes Positioniersystem. Damit spielt Reibung in beiden Fällen keine Rolle, wodurch sich die sehr kleinen Regelfehler erklären lassen. Darüber hinaus nutzt das Regelungssystem von Parmar *et al.* explizit die Periodizität der verwendeten Referenztrajektorie.

Tabelle 5.1: Erreichte Regelfehler im Bereich der Präzisionspositionierung

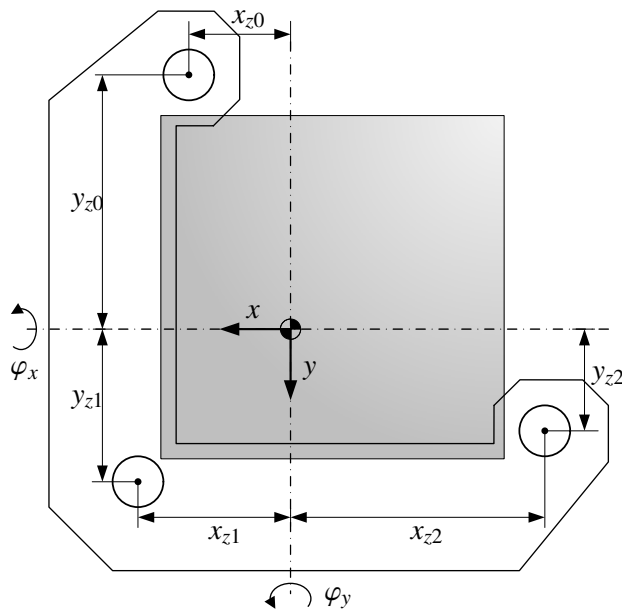
	Lineare Bewegung		Sinusförmige Bewegung	
	Geschwindigkeit	Maximaler Regelfehler	Amplitude Frequenz	Maximaler Regelfehler
Amthor 2010 [5]	1 mm/s	90 nm	10 μm / 1 Hz	75 nm
Jamaludin <i>et al.</i> 2009 [58]	-	-	30 mm / 0,5 Hz	3 μm
Zimmermann <i>et al.</i> 2012 [117]	10 $\mu\text{m}/\text{s}$	350 nm	-	-
Shen <i>et al.</i> 2014 [98]	-	-	10 μm / 1 Hz	350 nm
Parmar <i>et al.</i> 2014 [81]	-	-	4 mm / 2 Hz	50 nm
Butler 2011 [19]	25 cm/s	5 μm	-	-

5.2 PID-Regler

Während der Inbetriebnahme der NPMM 200 wurde eine Regelung benötigt, die zuverlässig die Maschine bewegt und dabei ohne detaillierte Vorkenntnisse der konkreten Maschineneigenschaften parametrisiert werden kann. Für eine modellbasierte Regelung ist die Kenntnis von Systemparametern notwendig, welche sich nicht immer problemlos aus Datenblättern ableiten lassen (vgl. Abschnitt 4.2 und 4.4.3). Zur Identifikation dieser Parameter sind jedoch zum Teil Messungen notwendig, die nur mittels einer funktionierenden Regelung durchgeführt werden können. Aus diesem Grund wurde ein Regelungssystem basierend auf PID-Reglern entworfen. Dabei spielte die erreichbare Präzision zunächst nur eine untergeordnete Rolle. Die Struktur des PID-basierten Regelungssystems wird hier kurz erläutert, da ein Teil der Identifikationsmessungen aus dem vierten Kapitel auf diese Weise durchgeführt wurden.

Neben den drei Positionen müssen auch die beiden Kippwinkel der z -Plattform geregelt werden. Somit kommen insgesamt fünf PID-Regler zum Einsatz. Die Stellgröße eines PID-Reglers berechnet sich nach der Gleichung

$$u = K_P e + K_D \dot{e} + K_I \int e dt. \quad (5.1)$$

**Abbildung 5.3:**

Position der z-Aktoren bezüglich der Drehachsen der z-Plattform

Der Regelfehler e wird aus der Differenz von Soll- und Messwert $e = y - w$ berechnet. Die Ableitung des Regelfehlers \dot{e} wird hier aus der Differenz der Ableitungen der Soll- und Messwerte bestimmt $\dot{e} = \dot{y} - \dot{w}$, wodurch sich die Regler von denen der NMM-1 unterscheiden. Da die Messdaten systembedingt verrauscht sind, werden die Geschwindigkeitssignale nach der Differentiation mittels einem rekursiven Tiefpassfilter erster Ordnung geglättet. Die 3 dB Grenzfrequenz liegt bei ca. 200 Hz.

Die Stellgröße der beiden planaren Positionsregler wird als Antriebskraft interpretiert und muss deshalb über die inverse Motorkonstante in einen Strom umgerechnet werden, der dann als Stellgröße auf die beiden Antriebsmotoren ausgegeben wird. Die Stellgröße des Reglers der z-Position wird ebenfalls als Kraft interpretiert. Dagegen entsprechen die Stellgrößen der beiden Winkelregler Drehmomenten. Diese drei Stellgrößen der z-Plattform müssen auf die drei z-Aktoren umgerechnet werden. Dazu werden die Abstände der z-Aktoren von den Drehachsen benötigt. Die Anordnung der Aktoren bezüglich der Drehachsen ist in Abbildung 5.3 dargestellt. Die numerischen Werte sind im Anhang A.2.1 aufgelistet. Für kleine Drehwinkel gilt die Beziehung

$$\begin{bmatrix} F_{Az} \\ M_{Ax} \\ M_{Ay} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -y_{z0} & y_{z1} & y_{z2} \\ -x_{z0} & -x_{z1} & x_{z2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{z0} \\ F_{z1} \\ F_{z2} \end{bmatrix}. \quad (5.2)$$

Somit können die Motorkräfte nach der Gleichung

$$\begin{bmatrix} F_{z0} \\ F_{z1} \\ F_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -y_{z0} & y_{z1} & y_{z2} \\ -x_{z0} & -x_{z1} & x_{z2} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_{Az} \\ M_{Ax} \\ M_{Ay} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

aus den Reglerstellgrößen berechnet werden. Aus den Kräften wird anschließend über die Kraft-Weg-Kennlinie der notwendige Strom berechnet.

Die Bestimmung der Motorkräfte über die Gleichungen (5.2) und (5.3) sind bereits Elemente eines modellbasierten Reglerentwurfs ohne die eine Regelung der NPMM 200 nicht möglich wäre. Darüber hinaus findet über die Beziehungen auch bereits eine Entkopplung der Regelgrößen statt.

5.3 Entkopplungsregler

Die Herausforderungen an das Regelungssystem einer mehrachsigen NPMM mit Wälzkörperführungen sind die Kompensation der nichtlinearen Reibkräfte sowie eine gleichzeitige Entkopplung der Bewegungsachsen. Diese beiden Aspekte werden zunächst getrennt voneinander betrachtet und untersucht. In diesem Abschnitt wird das Prinzip eines linearen Entkopplungsreglers und verschiedener Erweiterungen erläutert. Damit ist es möglich eine Entkopplung der Ein- und Ausgangsgrößen eines linearen Systems zu erreichen. Strategien für eine effektive Kompensation der Reibkraft werden in den Abschnitten 5.4 und 5.5 vorgestellt.

Der Regler wird am Beispiel des zweiachsigen Demonstrators (Abb. 3.16) vorgestellt. Das für den Reglerentwurf notwendige Zustandsraummodell entspricht dabei dem der x - y -Plattform aus Abschnitt 4.3.2. Zur Vereinfachung werden die Reibkräfte zunächst als Störungen aufgefasst, so dass sie im Modell nicht berücksichtigt werden müssen. Des Weiteren werden die einzelnen Antriebskräfte der beiden Bewegungsachsen zu je einer Kraft zusammengefasst. Das betrachtete Zustandsraummodell hat somit die Form:

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{s}'_x \\ \ddot{s}'_x \\ \dot{s}'_y \\ \ddot{s}'_y \end{bmatrix}}_{\dot{x}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} s'_x \\ \dot{s}'_x \\ s'_y \\ \dot{s}'_y \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{m_x} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{m_y} \end{bmatrix}}_B \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} F_{Ax} \\ F_{Ay} \end{bmatrix}}_u \\
 \underbrace{\begin{bmatrix} s_x \\ s_y \end{bmatrix}}_y &= \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & -\varphi_{yz} & 0 \\ \varphi_{xz} & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_C \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} s'_x \\ \dot{s}'_x \\ s'_y \\ \dot{s}'_y \end{bmatrix}}_x
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Die Führungsfehler wurden auf die gleiche Weise wie bei der NPMM 200 ermittelt. Beide Winkel wurden mit ca. 10 arcmin identifiziert, so dass $\varphi_{xz} = \varphi_{yz}$ angenommen werden kann. Das hier beschriebene Reglerentwurfsverfahren zur Ein-/Ausgangsentkopplung von Mehrgrößensystemen geht auf Falb-Wolowich [36] zurück und wird auf gleiche Weise in [38,

S. 489 ff.] erläutert. Ausgangspunkt ist das lineare Mehrgrößensystem

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x}\end{aligned}\tag{5.5}$$

mit der gleichen Anzahl an Ein- und Ausgängen ($\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{m \times n}$). Das Ziel ist die Ausgangsgröße \mathbf{y} einer Führungsgröße \mathbf{w} derart folgen zu lassen, dass eine Änderung der i -ten Führungsgröße nur eine Wirkung auf den entsprechenden Ausgang y_i besitzt. Zu diesem Zweck ist zunächst der Begriff des relativen Grades notwendig.

5.3.1 Relativer Grad

Der relative Grad wird häufig auch als Differenzenordnung bezeichnet. Bei Eingrößensystemen in Laplace-Darstellung ist der relative Grad der Ordnungsunterschied zwischen dem Zähler- und dem Nennerpolynom. Bei einem Mehrgrößensystem in Zustandsraumdarstellung entsprechend Glg. (5.5), kann jedem Systemausgang y_i ein relativer Grad r_i zugeordnet werden. Der relative Grad r_i ist die zeitliche Ableitung der Ausgangsgrößen y_i , auf welche die Stellgröße \mathbf{u} direkt wirkt. Wird diese Regel auf das Zustandsraummodell aus Gleichung (5.4) angewendet, so gilt für den ersten Ausgang:

$$\begin{aligned}\dot{y}_1 &= \mathbf{c}_1^T \mathbf{A}\mathbf{x} + \underbrace{\mathbf{c}_1^T \mathbf{B}}_{=0} \mathbf{u}, \\ \ddot{y}_1 &= \mathbf{c}_1^T \mathbf{A}^2 \mathbf{x} + \underbrace{\mathbf{c}_1^T \mathbf{A}\mathbf{B}}_{\neq 0} \mathbf{u} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\varphi_{yz}}{m_y} \end{bmatrix} \mathbf{u}.\end{aligned}\tag{5.6}$$

Dementsprechend ergibt sich für den zweiten Systemausgang:

$$\begin{aligned}\dot{y}_2 &= \mathbf{c}_2^T \mathbf{A}\mathbf{x} + \underbrace{\mathbf{c}_2^T \mathbf{B}}_{=0} \mathbf{u}, \\ \ddot{y}_2 &= \mathbf{c}_2^T \mathbf{A}^2 \mathbf{x} + \underbrace{\mathbf{c}_2^T \mathbf{A}\mathbf{B}}_{\neq 0} \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \frac{\varphi_{xz}}{m_x} & \frac{1}{m_y} \end{bmatrix} \mathbf{u}.\end{aligned}\tag{5.7}$$

Die Größen \mathbf{c}_i^T sind die i -ten Zeilenvektoren der Ausgangsmatrix \mathbf{C} . Wie zu sehen ist, wirkt die Stellgröße jeweils direkt auf die zweite Ableitung des Ausganges. Somit gilt für den relativen Grad $r_1 = r_2 = 2$. Dieses Ergebnis ist aufgrund der Art des Systems nicht überraschend. Bei einer bewegten Masse ist die angreifende Kraft direkt proportional zur Beschleunigung, welche der zweiten Ableitung des betrachteten Systemausganges, der Position, entspricht.

Mit Hilfe des relativen Grades kann aus der Zustandsraumdarstellung eine weitere Beschreibungsform dynamischer Mehrgrößensysteme hergeleitet werden. Dazu wird ein neuer Ausgangsvektor \mathbf{y}^* definiert, welcher die bis zum relativen Grad differenzierten Systemaus-

gänge enthält:

$$\mathbf{y}^* = \begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix}.$$

Das dynamische System (5.5) kann unter Beachtung der Gleichungen (5.6) und (5.7) in der Form

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \quad (5.8)$$

$$\mathbf{y}^* = \mathbf{C}^*\mathbf{x} + \mathbf{D}^*\mathbf{u} \quad (5.9)$$

mit

$$\mathbf{C}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^T \mathbf{A}^{r_1} \\ \vdots \\ \mathbf{c}_m^T \mathbf{A}^{r_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^T \mathbf{A}^2 \\ \mathbf{c}_2^T \mathbf{A}^2 \end{bmatrix}$$

und

$$\mathbf{D}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^T \mathbf{A}^{r_1-1} \mathbf{B} \\ \vdots \\ \mathbf{c}_m^T \mathbf{A}^{r_m-1} \mathbf{B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^T \mathbf{A} \mathbf{B} \\ \mathbf{c}_2^T \mathbf{A} \mathbf{B} \end{bmatrix}$$

beschrieben werden. Diese Beschreibung dynamischer Systeme wird u.a. in [40] als direkte Systembeschreibung bezeichnet. Die Gleichung (5.9) bildet die Grundlage für den Entwurf eines Entkopplungsreglers.

5.3.2 Reglerentwurf

Das Ziel des Reglerentwurfes ist es, die Steuergrößen \mathbf{u} durch eine lineare Zustandsrückführung \mathbf{K} und einen Vorfilter \mathbf{M} so zu bestimmen, dass die Regelgröße y_i nur von der Führungsgröße w_i und nicht von anderen Führungsgrößen beeinflusst wird. Nach dieser Festlegung gilt für die Steuergrößen:

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{x} + \mathbf{M}\mathbf{w}. \quad (5.10)$$

Wird dieses Regelgesetz in die Ausgangsgleichung (5.9) eingesetzt, so ergibt sich die Gleichung

$$\mathbf{y}^* = (\mathbf{C}^* - \mathbf{D}^*\mathbf{K})\mathbf{x} + \mathbf{D}^*\mathbf{M}\mathbf{w}. \quad (5.11)$$

Wird diese Beziehung zeilenweise dargestellt, so gilt

$$y_i^{(r_i)} = (\mathbf{c}_i^T \mathbf{A}^{r_i} - \mathbf{c}_i^T \mathbf{A}^{r_i-1} \mathbf{B} \mathbf{K}) \mathbf{x} + \mathbf{c}_i^T \mathbf{A}^{r_i-1} \mathbf{B} \mathbf{M} \mathbf{w}. \quad (5.12)$$

Um das Ziel des Reglerentwurfs zu erreichen, müssen beide Summanden aus Gleichung (5.11) das System entkoppeln. Dies wird für den hinteren Teil der Gleichung erreicht, indem gefordert wird, dass $\mathbf{D}^*\mathbf{M}$ eine Diagonalmatrix ist. Das bedeutet

$$\mathbf{D}^*\mathbf{M}\mathbf{w} = \text{diag}(p_1, \dots, p_m) \cdot \mathbf{w}. \quad (5.13)$$

Aus dieser Beziehung kann die Berechnungsvorschrift für den Vorfilter \mathbf{M} abgeleitet werden:

$$\mathbf{M} = \mathbf{D}^{*-1} \cdot \text{diag}(p_1, \dots, p_m). \quad (5.14)$$

Damit diese Regel angewendet werden kann, muss also die Inverse der Matrix \mathbf{D}^* existieren und somit $\det \mathbf{D}^* \neq 0$ gelten. Wird nun Glg. (5.12) betrachtet, ist zu erkennen, dass durch die Bestimmung von \mathbf{M} noch keine vollständige Entkopplung erreicht ist, da die Führungsgrößen \mathbf{w} über das Regelgesetz (5.10) und die Zustandsdifferentialgleichung (5.8) immer noch auf beliebige Ausgangsgrößen wirken können. Zur Beseitigung dieses Einflusses wird die Zustandsrückführung \mathbf{K} genutzt. Es wird gefordert, dass der erste Summand der Glg. (5.12) nur vom Ausgang y_i und seinen Ableitungen abhängt:

$$\left(\mathbf{c}_i^T \mathbf{A}^{r_i} - \mathbf{c}_i^T \mathbf{A}^{r_i-1} \mathbf{B} \mathbf{K} \right) \mathbf{x} = - \sum_{v=0}^{r_i-1} q_{iv}^{(v)} y_i. \quad (5.15)$$

Aus den Beziehungen (5.6) und (5.7) ist ersichtlich, dass die Ableitungen der Systemausgänge bis zum Erreichen des relativen Grades r_i durch

$$y_i^{(j)} = \mathbf{c}_i^T \mathbf{A}^j \mathbf{x}$$

mit $j < r_i$ ausgedrückt werden können. Mit Hilfe dieser Beziehung folgt aus Glg. (5.15):

$$\left(\mathbf{c}_i^T \mathbf{A}^{r_i} - \mathbf{c}_i^T \mathbf{A}^{r_i-1} \mathbf{B} \mathbf{K} \right) \mathbf{x} = - \sum_{v=0}^{r_i-1} q_{iv} \mathbf{c}_i^T \mathbf{A}^v \mathbf{x}. \quad (5.16)$$

Durch Eliminierung des Zustandsvektors \mathbf{x} und Umformen in eine Matrixgleichung entsteht auf der linken Seite wieder das Matrixprodukt $\mathbf{D}^*\mathbf{K}$ und schließlich die Beziehung für die Zustandsrückführung

$$\mathbf{K} = \mathbf{D}^{*-1} \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^T \mathbf{A}^{r_1} + \sum_{v=0}^{r_1-1} q_{1v} \mathbf{c}_1^T \mathbf{A}^v \\ \vdots \\ \mathbf{c}_m^T \mathbf{A}^{r_m} + \sum_{v=0}^{r_m-1} q_{mv} \mathbf{c}_m^T \mathbf{A}^v \end{bmatrix}. \quad (5.17)$$

Wie zu erkennen ist, muss auch hier für die Realisierung der Zustandsrückführung $\det \mathbf{D}^* \neq 0$ gelten. Aus diesem Grund wird diese Bedingung auch als Entkoppelbarkeitsbedingung [38,

S. 492] bezeichnet.

Werden die Beziehungen (5.15) und (5.13) in die komponentenweise Darstellung der Ausgangsgleichung (5.12) eingesetzt, so ist das Resultat der Entkopplung zu erkennen. Es kann für jeden Ausgang y_i eine Differentialgleichung angegeben werden, in der nur der jeweilige Eingang w_i eine Wirkung auf den Ausgang und seine Ableitungen besitzt:

$$y_i^{(r_i)} + \dots + q_{i1}\dot{y}_i + q_{i0}y_i = p_i w_i. \quad (5.18)$$

Diese Beziehung kann in die Übertragungsfunktion

$$Y_i(s) = \frac{p_i}{s^{r_i} + \dots + q_{i1}s + q_{i0}} W_i(s) \quad (5.19)$$

überführt werden. Zum Abschluss der Reglersynthese sind die Parameter p_i und q_{iv} zu bestimmen. Damit im stationären Zustand $y_i = w_i$ gilt, muss $p_i = q_{i0}$ gewählt werden. Die Parameter q_{iv} können dann mittels Polvorgabe bestimmt werden. Wie zu erkennen ist, entspricht der Ordnungsunterschied des Zähler- und Nennerpolynoms dem relativen Grad r_i .

Für das Beispiel des Zweiachsigen Demonstrators ergeben sich die folgenden Reglermatrizen:

$$M = \mathbf{D}^{*-1} \cdot \begin{bmatrix} p_1 & 0 \\ 0 & p_2 \end{bmatrix}$$

$$K = \mathbf{D}^{*-1} \cdot \begin{bmatrix} q_{10} & q_{11} & -\varphi_{xz}q_{10} & -\varphi_{xz}q_{11} \\ \varphi_{xz}q_{20} & \varphi_{xz}q_{21} & q_{20} & q_{21} \end{bmatrix}$$

Die Übertragungsfunktion für eine Achse hat die Form

$$Y_i(s) = \frac{p_i}{s^2 + q_{i1}s + q_{i0}} W_i(s). \quad (5.20)$$

Dies entspricht je nach Wahl der Pole einem Schwingungsglied oder einem Verzögerungsglied zweiter Ordnung. Der Regler ist zwar auf Führungsverhalten ausgelegt, jedoch wird der Ausgang des Systems erst nach einer Übergangszeit einem neuen Systemeingang folgen. Für dynamische Sollwerte, wie sie bei einem Nanopositioniersystem auftreten, bedeutet dies, dass der Führungsgröße nur mit einem Schleppfehler gefolgt werden kann. Im nächsten Abschnitt wird beschrieben, wie dieses Verhalten weiter verbessert werden kann.

5.3.3 Folgeregler

Damit ein Systemausgang unmittelbar der Führungsgröße folgt, muss für die entsprechende Übertragungsfunktion

$$G_i(s) = \frac{Y_i(s)}{W_i(s)} = 1$$

gelten. Zur Erfüllung dieser Bedingung muss Glg. (5.19) zu

$$Y_i(s) = \frac{s^{r_i} + \dots + p_{i1}s + p_{i0}}{s^{r_i} + \dots + q_{i1}s + q_{i0}} W_i(s)$$

erweitert werden. Darüber hinaus muss $p_{iv} = q_{iv}$ gelten. Damit dieses Ziel erreicht wird, muss der Führungsgrößenvektor \mathbf{w} erweitert werden, so dass neben den Sollwerten auch die Ableitungen der Sollwerte bis zum relativen Grad vorgegeben werden. Demzufolge hat \mathbf{w} die Form:

$$\mathbf{w} = \left[w_1 \dots w_1^{(r_1)} \quad \dots \quad w_m \dots w_m^{(r_m)} \right]^T.$$

Aufgrund des geänderten Führungsgrößenvektors muss für eine Entkopplung Glg. (5.14) derart abgeändert werden, dass die Führungsgrößen nur auf den zugeordneten Eingang wirken, somit gilt:

$$\mathbf{M} = \mathbf{D}^{*-1} \cdot \begin{bmatrix} p_{10} & p_{11} & \dots & 1 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & & & \vdots & \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & p_{m0} & p_{m1} & \dots & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.21)$$

Für das konkrete Problem des Demonstrators folgt:

$$\mathbf{M} = \mathbf{D}^{*-1} \cdot \begin{bmatrix} p_{10} & p_{11} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{20} & p_{21} & 1 \end{bmatrix}.$$

Durch diese Reglermatrix erfolgt eine Vorsteuerung der dynamischen Führungsgrößen und somit sollte der jeweilige Systemausgang unmittelbar dem Systemeingang folgen.

5.3.4 Integrale Ausgangsrückführung

Falls das zu Grunde liegende Modell exakt das Systemverhalten abbildet, kann mit dem beschriebenen Reglerentwurfsverfahren ein optimales Führungsverhalten erreicht werden. Da ein solches Modell nicht existiert und meist unbekannte externe Störungen auftreten, kann mit diesem Reglerverfahren zwar dem dynamischen Verlauf der Führungsgrößen gut gefolgt werden, es wird jedoch eine stationäre Regelabweichung auftreten. Die Tatsache, dass bei der Parameteridentifikation immer ein signifikanter Offset ermittelt wurde, unterstützt diese These (vgl. Abschnitt 4.4.3).

Zur effektiven Kompensation dieses Effektes wird das Regelgesetz (5.10) um eine integrale Ausgangsrückführung erweitert. Diese Strategie wurde bereits erfolgreich in [123] und [121] für den Eingrößenfall angewandt. Damit ergibt sich die Stellgröße aus

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{x} + \mathbf{M}\mathbf{w} + \mathbf{K}_I \int \mathbf{e} dt. \quad (5.22)$$

mit $\mathbf{e} = [e_1 \ \dots \ e_m]^T = [w_1 - y_1 \ \dots \ w_m - y_m]^T$. Demzufolge wird Gleichung (5.11) zu

$$\mathbf{y}^* = (\mathbf{C}^* - \mathbf{D}^*\mathbf{K})\mathbf{x} + \mathbf{D}^*\mathbf{M}\mathbf{w} + \mathbf{D}^*\mathbf{K}_I \int \mathbf{e} dt. \quad (5.23)$$

Wenn auch hier die i -te Führungsgröße nur auf den i -ten Ausgang wirken soll, so muss wie in Glg. (5.13) gelten, dass das Produkt $\mathbf{D}^*\mathbf{K}_I$ eine Diagonalmatrix ist:

$$\mathbf{D}^*\mathbf{K}_I = \text{diag}(k_{I1}, \dots, k_{Im}).$$

Für \mathbf{K}_I ergibt sich:

$$\mathbf{K}_I = \mathbf{D}^{*-1} \cdot \text{diag}(k_{I1}, \dots, k_{Im}).$$

Wird diese Beziehung und die Vorsteuerung der dynamischen Führungsgrößen (5.14) auf Glg. (5.23) angewendet, so ändert sich die Differentialgleichung für jeden Ausgang zu

$$\overset{(r_i)}{y_i} + \dots + q_{i1}\dot{y}_i + q_{i0}y_i = \overset{(r_i)}{w_i} + \dots + p_{i1}\dot{w}_i + p_{i0}w_i + k_{Ii} \int w_i - y_i dt. \quad (5.24)$$

Dies führt zu der Übertragungsfunktion

$$Y_i(s) = \frac{s^{r_i+1} + \dots + p_{i1}s^2 + p_{i0}s + k_{Ii}}{s^{r_i+1} + \dots + q_{i1}s^2 + q_{i0}s + k_{Ii}} W_i(s).$$

Wie zu sehen ist, hat sich die Systemordnung durch Hinzufügen der integralen Ausgangsrückführung um Eins erhöht. Da die Regelgröße der Führungsgröße folgen soll, muss $Y_i(s) = W_i(s)$ gelten. Dafür müssen die Koeffizienten des Zählers mit denen des Nenners übereinstimmen. Die Nennerkoeffizienten werden durch Polvorgabe bestimmt.

Für den Demonstrator gilt für beide Teilsysteme die Übertragungsfunktion

$$Y_i(s) = \frac{s^3 + p_{i1}s^2 + p_{i0}s + k_{Ii}}{s^3 + q_{i1}s^2 + q_{i0}s + k_{Ii}} W_i(s). \quad (5.25)$$

Aufgrund der Systemordnung müssen für eine Berechnung der Reglermatrizen drei Pole vorgegeben werden. Durch Vorgabe von reellen Polen, die in der negativen Halbebene liegen,

ergibt sich für die charakteristische Gleichung

$$(s + s_1)(s + s_2)(s + s_3) = 0$$

mit $s_1, s_2, s_3 > 0$ und $s_1, s_2, s_3 \in \mathbb{R}$. Durch Koeffizientenvergleich mit dem Nennerpolynom von Glg. (5.25) können die Parameter q_{iv} und k_{Ii} bestimmt werden.

$$q_{i1} = s_1 + s_2 + s_3$$

$$q_{i2} = s_1 s_2 + s_1 s_3 + s_2 s_3$$

$$k_{Ii} = s_1 s_2 s_3$$

Werden ein konjugiert komplexes Polpaar und ein reeller Pol vorgegeben, so lautet die charakteristische Gleichung

$$(s + s_1)(s + s_r + js_i)(s + s_r - js_i) = 0$$

mit $s_1, s_r, s_i > 0$ und $s_1, s_r, s_i \in \mathbb{R}$. Daraus folgt für die Koeffizienten

$$q_{i1} = 2s_r + s_1 \tag{5.26}$$

$$q_{i2} = s_i^2 + s_r^2 + 2s_i s_r \tag{5.27}$$

$$k_{Ii} = s_1 s_i^2 + s_1 s_r^2 \tag{5.28}$$

Der Funktionsnachweis sowie die Untersuchung der Leistungsfähigkeit des linearen Entkopplungsreglers erfolgt in Abschnitt 6.2 des nächsten Kapitels.

5.4 Adaptiver Zustandsregler

Der im vorigen Abschnitt vorgestellte Regler ist prinzipiell zur Regelung eines verkoppelten Mehrgrößensystems geeignet. Dies ist besonders in Hinblick auf die z -Plattform der NPMM 200 relevant, da durch die drei Aktoren eine Position und zwei Winkel geregelt werden müssen. Für eine effektive Regelung der NPMM 200 ist zusätzlich eine Strategie zur Kompensation der Reibkraft erforderlich, da diese das Systemverhalten dominiert. Um eine solche Strategie mit dem Entkopplungsregler zu kombinieren, ist es von Vorteil, wenn es sich dabei ebenfalls um einen Zustandsregler handelt.

Aufbauend auf diesen Überlegungen und den guten Erfahrungen mit der Online-Adaption von Reibmodellen [118, 119, 4, 5] wurde zunächst ein adaptiver Zustandsregler für die Regelung einer translatorischen Achse einer NPMM entwickelt [120]. Abbildung 5.4 zeigt die entsprechende Systemstruktur. Parallel zum System wird ein inverses linearisiertes Reibmodell eingesetzt, um den Modellfehler e_M zu berechnen. Dieser Modellfehler wird genutzt,

um die Modellparameter entsprechend dem Systemverhalten nachzuführen. Mit diesen Modellparametern wird gleichzeitig der Zustandsregler in jedem Tastschritt an das System angepasst.

5.4.1 Reibmodell

Die grundlegende Struktur der verschiedenen dynamischen Reibmodelle in Abschnitt 4.4 ist insofern identisch, als dass die Reibung zum einen von der Geschwindigkeit und zum anderen von einem inneren Zustand abhängt, welcher für kleine Auslenkungen proportional zur Positionsänderung ist. Dies wird besonders deutlich, wenn das elasto-plastische Reibmodell (vgl. Gleichungen (4.67) und (4.68)) für den elastischen und den plastischen Fall betrachtet wird. Für eine Borstenauslenkung $z < z_{ba}$ gilt $\alpha = 0$ und somit wird aus (4.68)

$$\dot{z} = \dot{s} \quad \text{mit } \dot{s} = v.$$

Im plastischen Fall hat die Borstenauslenkung ihren maximalen Wert erreicht, es gilt $z = z_{ss}$ und somit

$$\dot{z} = 0.$$

Mit diesen Vereinfachungen kann die Reibkraft für den elastischen Fall mit

$$F_R = \sigma_0 s + \sigma_1 \dot{s} + \sigma_2 \dot{s} \tag{5.29}$$

und für den plastischen Fall mit

$$F_R = \sigma_2 \dot{s} \tag{5.30}$$

angegeben werden.

Eine ähnliche Linearisierung, zumindest für den plastischen Bereich, wird sowohl in [116]

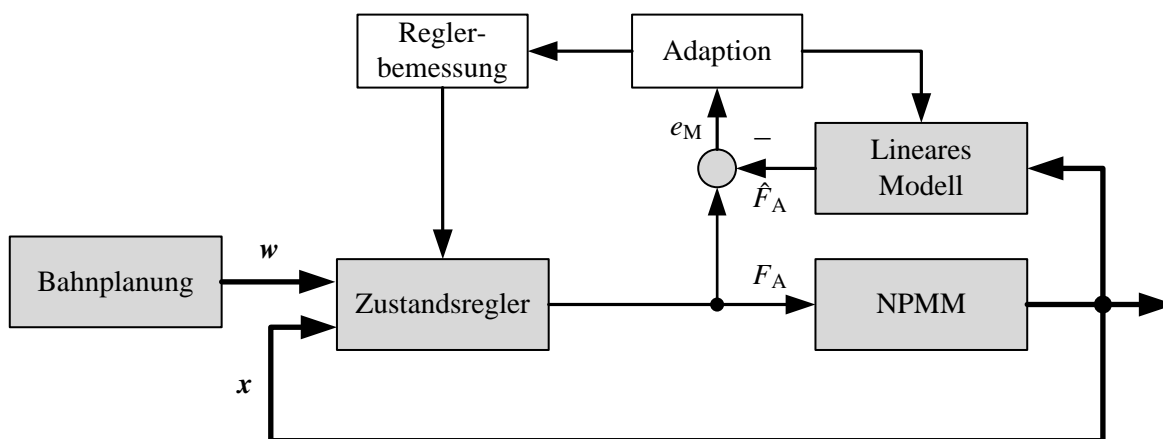


Abbildung 5.4: Adaptiver Zustandsregler für eine translatorische Achse einer NPM

als auch in [5, S. 100] vorgeschlagen. Die Gleichungen (5.29) und (5.30) können zu

$$F_R = cs + d\dot{s} \quad (5.31)$$

zusammengefasst werden, falls die allgemeine Steifigkeit c und Dämpfung d als zeitvariant angenommen werden. In [120] wurde gezeigt, dass dieses stark vereinfachte Modell an verschiedenen Arbeitspunkten sehr gut an das Systemverhalten angepasst werden kann. Die identifizierten Modellparameter schwanken dabei entsprechend dem jeweiligen Arbeitspunkt. Prinzipiell entspricht Gleichung (5.31) nicht der physikalischen Realität, denn die Reibkraft steigt natürlich nicht proportional zur Position an. Gelingt es allerdings, dass über die Online-Parameteridentifikation die Modellparameter an den jeweiligen Arbeitspunkt angepasst werden, kann dieses vereinfachte Modell für den Reglerentwurf verwendet werden.

5.4.2 Reglerentwurf

Unter Berücksichtigung der Gleichung (5.31) kann die Dynamik einer Bewegungsachse einer NPMM als Feder-Masse-Dämpfer-Modell beschrieben werden.

$$F_A = m\ddot{s} + cs + d\dot{s} \quad (5.32)$$

Die Antriebskraft F_A steht dabei für die Summe der Kräfte der Motoren einer Achse. Die Gleichung (5.32) kann in die lineare Zustandsraumdarstellung

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{c}{m} & -\frac{d}{m} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s \\ \dot{s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \end{bmatrix} \cdot F_A, \quad (5.33)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}. \quad (5.34)$$

überführt werden.

Wie in Abschnitt 5.3 sind auch hier aus den dort genannten Gründen neben einer reinen Zustandsrückführung eine Vorsteuerung der dynamischen Führungsgrößen sowie eine integrale Ausgangsrückführung sinnvoll. Somit ergibt sich das allgemeine Regelgesetz zu

$$u = -\mathbf{K}\mathbf{x} + \mathbf{M}\mathbf{w} + k_i \int e \, dt. \quad (5.35)$$

Im konkreten Fall entspricht die Stellgröße u der Antriebskraft F_A . Bei dem betrachteten System entspricht der Ausgang dem ersten Zustand und der zweite Zustand ist die zeitliche Ableitung des ersten Zustandes. Aus diesem Grund können die Ableitungen der Zustände als Ableitungen des Ausgangs ausgedrückt werden. Da der Systemausgang die gemessene

Position s ist, gelten die Beziehungen

$$y = x_1 = s, \quad \dot{y} = x_2 = \dot{s}, \quad \ddot{y} = \dot{x}_2 = \ddot{s}. \quad (5.36)$$

Der Vektor der dynamischen Führungsgrößen hat die Form

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w & \dot{w} & \ddot{w} \end{bmatrix}^T \quad (5.37)$$

und beinhaltet die Sollposition, die Sollgeschwindigkeit sowie die Sollbeschleunigung. Entsprechend gilt für die Vorfiltermatrix \mathbf{M} und für die Reglermatrix \mathbf{K}

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} p_0 & p_1 & p_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \end{bmatrix}. \quad (5.38)$$

Werden die Beziehungen (5.35)–(5.38) mit der Differentialgleichung (5.32) zusammengefasst, so folgt

$$p_0 w + p_1 \dot{w} + p_2 \ddot{w} - k_1 y - k_2 \dot{y} + k_1 \int w - y dt = m\ddot{y} + d\dot{y} + cy \quad (5.39)$$

Daraus ergibt sich durch Transformation in den Laplace Bereich die Übertragungsfunktion für den geschlossenen Regelkreis

$$\frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{p_2 s^3 + p_1 s^2 + p_0 s + k_1}{m s^3 + (d + k_2) s^2 + (c + k_1) s + k_1}. \quad (5.40)$$

Auch hier gilt, dass die Koeffizienten des Zählerpolynoms mit denen des Nennerpolynoms übereinstimmen müssen, wenn die Regelgröße der Führungsgröße folgen soll. Die Koeffizienten des Nennerpolynoms werden durch Polvorgabe bestimmt. Für einen reellen Pol sowie ein konjugiert komplexes Polpaar ergeben sich die folgenden Reglerverstärkungen:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} (2s_1 s_r + s_r^2 + s_i^2) m - c \\ (s_1 + 2s_r) m - d \end{bmatrix}^T, \quad (5.41)$$

$$k_1 = s_1 (s_r^2 + s_i^2) m, \quad (5.42)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} c + k_1 & d + k_2 & m \end{bmatrix}. \quad (5.43)$$

Wie zu erkennen ist, sind die Reglerverstärkungen abhängig von den variablen Modellparametern c und d .

5.4.3 Modelladaption

Die Parameter c und d gehen linear in das Systemmodell (5.32) ein. Aus diesem Grund kann für die Online-Schätzung die gewichtete rekursive Regression [111, S. 225 ff] eingesetzt

werden. Dieses Verfahren wird auch als Methode der gewichteten kleinsten Quadrate [53, S. 251 ff] oder im Englischen als Recursive Least Squares (RLS) [99, S. 86 ff] bezeichnet. Für die Grundlagen zu diesem Verfahren wird auf die Literatur [111, 99] verwiesen. Im Folgenden werden nur die resultierenden Gleichungen angegeben.

Bei einem allgemeinen Modell der Form

$$y_k = \mathbf{m}_k^T \boldsymbol{\theta}$$

mit

$$\mathbf{m}_k = \begin{bmatrix} m_{1,k} \\ \vdots \\ m_{n,k} \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \vdots \\ \theta_n \end{bmatrix}$$

kann durch permanente Beobachtung der Systemeingänge $m_{i,k}$ sowie des Systemausgangs y_k die Schätzung des Parametervektors $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ in jedem Zeitschritt verbessert werden. Dies geschieht mit der Beziehung

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k+1} = \hat{\boldsymbol{\theta}}_k + \mathbf{k}_{k+1} \cdot [y_{k+1} - \mathbf{m}_{k+1}^T \hat{\boldsymbol{\theta}}_k]. \quad (5.44)$$

Die Verstärkung \mathbf{k}_{k+1} berechnet sich nach

$$\mathbf{k}_{k+1} = \mathbf{P}_k \mathbf{m}_{k+1} \cdot [1 + \mathbf{m}_{k+1}^T \mathbf{P}_k \mathbf{m}_{k+1}]^{-1} \quad (5.45)$$

und die Kovarianzmatrix für die gewichtete rekursive Regression ergibt sich aus

$$\mathbf{P}_{k+1} = (\mathbf{P}_k - \mathbf{k}_{k+1} \mathbf{m}_{k+1}^T \mathbf{P}_k) / \lambda. \quad (5.46)$$

Die Vergessensrate λ ist notwendig, da ansonsten die Elemente der Kovarianzmatrix \mathbf{P}_k mit zunehmender Zeit gegen Null konvergieren. Damit würde auch die Verstärkung \mathbf{k}_k gegen Null streben und somit wäre keine Anpassung des Parametervektors $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k$ mehr möglich. Mit der Division der Kovarianzmatrix durch die Vergessensrate ($0 < \lambda < 1$) wird eine Konvergenz von \mathbf{P}_k verhindert. Darüber hinaus wird eine exponentielle Gewichtung der Messdaten erreicht, so dass weit zurückliegende Daten keinen Einfluss auf die aktuelle Schätzung des Parametervektors haben. Für die Initialisierung müssen Startwerte für den Parametervektor $\boldsymbol{\theta}_0$ und die Kovarianzmatrix \mathbf{P}_0 angegeben werden. Ungefähre Werte für die Modellparameter sind meist bekannt, dies ist bei der Kovarianzmatrix jedoch nicht der Fall, so dass sie bei gestörten Systemen oft mit $\mathbf{P}_0 = \gamma \mathbf{I}$ und $10^3 \leq \gamma \leq 10^6$ initialisiert wird [111, S. 224].

Für die Online-Parameterschätzung wird die Modellgleichung (5.32) um einen Offset b erweitert. Die Masse m ist bekannt und die Beschleunigung kann im Prinzip aus den Mess-

daten durch Differentiation bestimmt werden. Daraus folgt

$$\underbrace{F_{A,k} - m\ddot{s}_k}_{y_k} = \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{s}_k & s_k & 1 \end{bmatrix}}_{m_k^T} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} d \\ c \\ b \end{bmatrix}}_{\theta}. \quad (5.47)$$

Das zweimalige numerische Differenzieren führt zu einem stark verrauschten Beschleunigungssignal, welches die Qualität der geschätzten Parameter negativ beeinflusst. Da die Trägheitskraft im Vergleich zur Reibkraft vernachlässigbar klein ist (vgl. Abschnitt 4.4), wird der Term $m\ddot{s}_k$ aus Gleichung (5.47) eliminiert, somit gilt für das Schätzmodell

$$y_k = F_{A,k} = \begin{bmatrix} \dot{s}_k & s_k & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d \\ c \\ b \end{bmatrix}. \quad (5.48)$$

Bei einer Modelladaption ohne ausreichende Systemanregung ist es möglich, dass die Modellparameter divergieren. Dieses Verhalten tritt auf, wenn beispielsweise der Positionierstisch an einer festen Position steht. Um diesen Effekt zu verhindern kann die Parameteradaption situationsbedingt durchgeführt werden. Mögliche Bedingungen sind ein zu großer Modellfehler, das Erreichen einer bestimmten Geschwindigkeit oder einer bestimmten Beschleunigung.

Mit dem vorgestellten Parameterschätzverfahren ist es möglich, die Modellparameter c und d in jedem Tastschritt zu schätzen und entsprechend den Regler anzupassen. Zur Kompensation von unmodellierten Effekten und externen Störungen wird das Konzept aus Abbildung 5.4 um eine zusätzliche Störgrößenbeobachtung und -kompensation erweitert.

5.4.4 Störgrößenbeobachtung und -kompensation

Kalman-Filter

Als Störgrößenbeobachter kommt ein Kalman-Filter (KF) zum Einsatz, dessen Name auf R. E. Kalman zurückgeht, welcher das Prinzip erstmals 1960 vorstellte [60]. Das Kalman-Filter ist ein statistisch optimaler Zustandsschätzer für lineare Systeme, dessen Messwerte und Zustandsgrößen von einem gaußschen weißen Rauschen überlagert sind. Das bedeutet, dass unter Berücksichtigung der Rauschprozesse die Werte der Zustandsgrößen ermittelt werden, welche den quadratischen Fehler zwischen Realwert und geschätztem Wert minimieren. Aufgrund der zeitdiskreten Erfassung von Messwerten und deren Verarbeitung auf Digitalrechnern wurde das Kalman-Filter für zeitdiskrete Systeme und Prozesse entworfen. Es existiert mit dem Kalman-Bucy-Filter [61] zwar auch eine Variante für zeitkontinuierliche

Systeme, dabei muss jedoch die Riccati-Differentialgleichung gelöst werden. Somit ist diese Variante für eine effiziente Implementierung auf einer Echtzeithardware nicht geeignet. Das Kalman-Filter und Variationen davon werden detailliert in [99] vorgestellt.

Der Schätzalgorithmus ist ein zweistufiges Verfahren. Es wird zunächst aufgrund vergangener Messungen eine a priori Schätzung des aktuellen Zustandsvektors vorgenommen. Das Ergebnis dieser Prädiktion ist der Vektor $\hat{\mathbf{x}}_k^-$. Danach wird $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ durch die aktuelle Messung korrigiert und es entsteht die a posteriori Schätzung $\hat{\mathbf{x}}_k^+$.

Das lineare diskrete System

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{k-1} + \boldsymbol{\omega}_{k-1}, \quad (5.49)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{C}_d \mathbf{x}_k + \boldsymbol{\nu}_k \quad (5.50)$$

mit den diskreten Rauschprozessen $\boldsymbol{\omega}_k$ und $\boldsymbol{\nu}_k$ bildet die Grundlage für die Zustandsschätzung mittels Kalman-Filter. Das Prozessrauschen $\boldsymbol{\omega}_k$ wird durch die Kovarianzmatrix \mathbf{Q}_k und das Messwertrauschen $\boldsymbol{\nu}_k$ durch die Kovarianzmatrix \mathbf{R}_k charakterisiert.

$$\mathbf{Q}_k = E\{\boldsymbol{\omega}_k \boldsymbol{\omega}_k^T\}, \quad \mathbf{R}_k = E\{\boldsymbol{\nu}_k \boldsymbol{\nu}_k^T\} \quad (5.51)$$

Die Initialisierung des Algorithmus erfolgt mit den Erwartungswerten des Zustandsvektors und der Kovarianzmatrix:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_0^+ &= E\{\mathbf{x}_0\}, \\ \mathbf{P}_0^+ &= E\{(\mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{x}}_0^+)(\mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{x}}_0^+)^T\}. \end{aligned}$$

Falls keine Vorkenntnis über den Initialzustand \mathbf{x}_0 vorliegt, gilt theoretisch $\mathbf{P}_0^+ = \infty \mathbf{I}$, so dass der Algorithmus oft mit

$$\hat{\mathbf{x}}_0^+ = \mathbf{0}, \quad \mathbf{P}_0^+ = \gamma \mathbf{I}$$

mit $10^4 \leq \gamma \leq 10^{15}$ initialisiert wird [111, S. 321].

Die nachfolgenden Gleichungen werden iterativ in jedem Tastschritt ausgeführt. Als erstes erfolgt die Prädiktion des Zustandsvektors mit Hilfe der Zustandsgleichung (5.49)

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+ + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{k-1} \quad (5.52)$$

sowie die Prädiktion der Kovarianzmatrix

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{A}_d \mathbf{P}_{k-1}^+ \mathbf{A}_d^T + \mathbf{Q}_{k-1}. \quad (5.53)$$

Danach erfolgt der Korrekturschritt in dem zunächst die Kalman-Verstärkung

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{C}_d^T (\mathbf{C}_d \mathbf{P}_k^- \mathbf{C}_d^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \quad (5.54)$$

berechnet wird. Mit dieser Verstärkung kann die eigentliche Korrektur des Zustandsvektors

$$\hat{\mathbf{x}}_k^+ = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{C}_d \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (5.55)$$

durchgeführt werden. Daran schließt sich die Korrektur der Kovarianzmatrix an:

$$\mathbf{P}_k^+ = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{C}_d) \mathbf{P}_k^- \quad (5.56)$$

Zur Schätzung des Zustandsvektors mittels Kalman-Filter sind die Kovarianzmatrizen \mathbf{Q}_k und \mathbf{R}_k notwendig. Für den Fall unkorrelierter Rauschprozesse sind diese Größen Diagonalmatrizen. Die Werte in \mathbf{R}_k können durch Analyse der aufgenommenen Messwerte bestimmt werden. Die Kovarianzen des Prozessrausches in \mathbf{Q}_k sind hingegen meist unbekannt. Sie können aber als ein Maß für die Modellunsicherheit angesehen werden und werden meist empirisch an den jeweiligen Anwendungsfall angepasst.

Nachdem die prinzipielle Funktionsweise eines Kalman-Filters bekannt ist, folgt nun die konkrete Anwendung als Störbeobachter in NPM-Systemen [3, 118, 120]. Das Vorgehen basiert auf den Arbeiten von Ramasubramanian *et al.* [83, 84]. Um eine Störung mittels Kalman-Filter zu schätzen, muss diese als Zustand im zugrunde liegenden Modell vorhanden sein. Daher wird das Systemmodell (5.32) zunächst um die zu ermittelnde Störkraft F_S erweitert

$$F_A = m\ddot{s} + d\dot{s} + cs + F_S. \quad (5.57)$$

Bei der Überführung in ein Zustandsraummodell wird die zweite Ableitung der Störkraft im betrachteten Zeitintervall mit $\ddot{F}_S = 0$ angesetzt. Damit ergibt sich das folgende Zustandsraummodell:

$$\begin{bmatrix} \dot{s} \\ \ddot{s} \\ \dot{F}_S \\ \ddot{F}_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{c}{m} & -\frac{d}{m} & -\frac{1}{m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s \\ \dot{s} \\ F_S \\ \dot{F}_S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot F_A, \quad (5.58)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}. \quad (5.59)$$

Die Ableitung der Kraft F_S wird somit laut Modell als Konstante angenommen. Da diese genau wie die Kraft selbst durch den Kalman-Filter in jedem Tastschritt korrigiert wird, entspricht die Modellierung der Störung einem sogenannten Random-Walk-Modell erster Ordnung [83]. Damit kann wiederum ein beliebiger zeitlicher Verlauf abgebildet werden.

Dieses Modell muss für die Zustandsschätzung mittels Kalman-Filter noch in ein diskretes Zustandsraummodell überführt werden. Unter der Annahme, dass die Stellgröße für den jeweils betrachteten Tastschritt konstant ist (Halteglied nullter Ordnung), ergeben sich die Systemmatrizen für die diskrete Zustandsraumdarstellung mit der Abtastzeit T aus den folgenden Gleichungen:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_d &= e^{AT} \\ \mathbf{B}_d &= \int_0^T e^{At} dt \mathbf{B} \\ \mathbf{C}_d &= \mathbf{C} \end{aligned}$$

Störgrößenkompensation

Damit kann mit dem Kalman-Filter eine Schätzung der Störkraft \hat{F}_S berechnet werden. Zur Kompensation der Störung wird diese Kraft auf die Antriebskraft aufgeschaltet. Das Regelgesetz (5.35) erweitert sich damit zu

$$u = F_A = -\mathbf{K}\mathbf{x} + \mathbf{M}\mathbf{w} + k_I \int e dt + \hat{F}_S. \quad (5.60)$$

Die entsprechende Struktur des Regelungssystems ist in Abbildung 5.5 dargestellt.

Die mit dem adaptiven Zustandsregler erreichbare Regelgüte wird im Abschnitt 6.3 am zweiachsigen Demonstrator mit und ohne zusätzlicher Störgrößenkompensation experimentell untersucht.

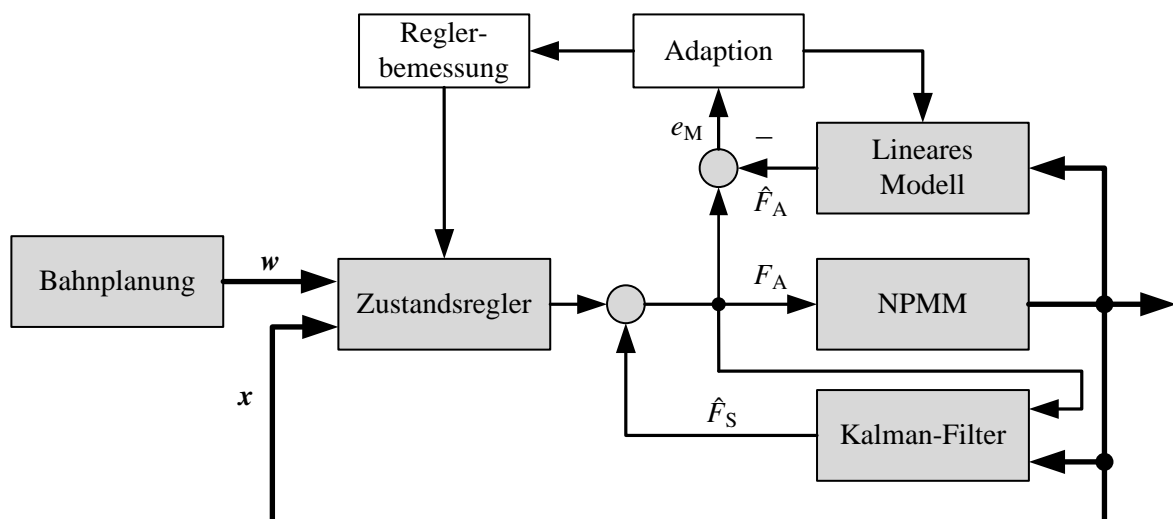


Abbildung 5.5: Adaptiver Zustandsregler mit Störgrößenkompensation für eine translatorische Achse

5.5 Kompensationsregler

Die Grundlage des adaptiven Zustandsreglers ist ein in zwei Arbeitspunkten linearisiertes Reibmodell. Das Verhalten der Reibkraft ist jedoch gerade bei Bewegungen im Nanometerbereich stark nichtlinear (vgl. 4.4). Dementsprechend ist eine Linearisierung problematisch, da das gewünschte Modellverhalten unter Umständen verloren geht. Diese Befürchtung bestätigt sich durch die experimentellen Untersuchungen zum adaptiven Zustandsregler (vgl. 6.3). Die gewünschte Performance kann nicht erzielt werden.

Eine Verbesserung kann eventuell durch einen Reglerentwurf auf Basis eines nichtlinearen Reibmodells erreicht werden. Zu diesem Zweck wird in diesem Abschnitt ein nichtlinearer Kompensationsregler vorgestellt und zunächst für eine Achse einer NPMM entworfen. Die theoretischen Grundlagen dazu sind in [37, S. 299 ff.] beschrieben und werden an dieser Stelle nur kurz erläutert. Die Leistungsfähigkeit dieses Konzeptes konnte bereits in [48] und [121] gezeigt werden.

5.5.1 Direkte Systembeschreibung nichtlinearer Systeme

Nichtlineare Zustandsraummodelle, bei denen die Systemeingänge nicht direkt auf die Systemausgänge wirken, können in der Form

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{a}(\mathbf{x}) + \mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u}, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{c}(\mathbf{x})\end{aligned}\tag{5.61}$$

dargestellt werden. Unter der Annahme, dass die Anzahl der Steuergrößen der Anzahl der Regelgrößen entspricht, gilt $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^m$ und $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{m \times n}$. In [37, S. 288 ff.] wird die Herleitung der direkten Systembeschreibung für ein solches System ebenfalls auf Basis des relativen Grades bzw. der Differenzordnung aufgezeigt. An dieser Stelle wird nur das Ergebnis dargestellt:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{a}(\mathbf{x}) + \mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u},\tag{5.62}$$

$$\mathbf{y}^* = \mathbf{c}^*(\mathbf{x}) + \mathbf{D}^*(\mathbf{x})\mathbf{u}.\tag{5.63}$$

Der Ausgangsvektor setzt sich dabei entsprechend den linearen Systemen aus den Ableitungen der Ausgänge zusammen, auf die die Steuergrößen direkt wirken. Allerdings hat die Ausgangsfunktion $\mathbf{c}^*(\mathbf{x})$ eine andere Form:

$$\mathbf{y}^* = \begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}^*(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} N^{r_1} c_1(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ N^{r_m} c_m(\mathbf{x}) \end{bmatrix}.\tag{5.64}$$

Für $\mathbf{D}^*(\mathbf{x})$ gilt

$$\mathbf{D}^*(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \left[\frac{d}{dx} N^{r_1-1} c_1(\mathbf{x}) \right]^T \mathbf{B}(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ \left[\frac{d}{dx} N^{r_m-1} c_m(\mathbf{x}) \right]^T \mathbf{B}(\mathbf{x}) \end{bmatrix}. \quad (5.65)$$

Dabei beschreibt der Operator

$$Nc(\mathbf{x}) = \left[\frac{dc}{dx} \right]^T \mathbf{a}(\mathbf{x}) \quad (5.66)$$

das Ableiten der Funktion $c = c(\mathbf{x})$ nach dem Zustandsvektor \mathbf{x} und die Bildung des Skalarproduktes mit der Vektorfunktion $\mathbf{a}(\mathbf{x})$. Wird der Operator mehrmals nacheinander ausgeführt, so kann dies als Multiplikation geschrieben werden, so dass beispielsweise

$$\left[\frac{d}{dx} Nc \right]^T \mathbf{a}(\mathbf{x}) = N^2 c(\mathbf{x})$$

gilt.

5.5.2 Nichtlineare Eingrößenregelung durch Kompensation

Für ein Eingrößensystem hat die Ausgangsgleichung der direkten Systembeschreibung die Form

$${}^{(r)}y = c^*(\mathbf{x}) + d^*(\mathbf{x})u \quad (5.67)$$

mit

$$c^*(\mathbf{x}) = N^r c(\mathbf{x}),$$

$$d^*(\mathbf{x}) = \left[\frac{d}{dx} N^{r-1} c(\mathbf{x}) \right]^T \mathbf{b}(\mathbf{x}).$$

Das nichtlineare Regelgesetz wird mit

$$u = -r(\mathbf{x}) + m(\mathbf{x})w$$

angesetzt. Wird diese Beziehung in die Ausgangsgleichung (5.67) eingesetzt, so ergibt sich

$${}^{(r)}y = c^*(\mathbf{x}) - d^*(\mathbf{x})r(\mathbf{x}) + d^*(\mathbf{x})m(\mathbf{x})w \quad (5.68)$$

mit den frei wählbaren Funktionen $r(\mathbf{x})$ und $m(\mathbf{x})$. Werden diese Reglerfunktionen nach den Gleichungen

$$r(\mathbf{x}) = \frac{c^*(\mathbf{x})}{d^*(\mathbf{x})}, \quad m(\mathbf{x}) = \frac{p_0}{d^*(\mathbf{x})}$$

gewählt, so reduziert sich (5.68) zu

$${}^{(r)}y = p_0 w.$$

Daraus folgt für die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises

$$\frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{p_0}{s^r}.$$

Durch eine geeignete Wahl der Reglerfunktionen ist es demnach möglich, das komplette dynamische Systemverhalten zu kompensieren und durch eine offene Kette mit r Integratoren zu ersetzen. Um tatsächlich ein Führungsverhalten des Regelkreises zu erzeugen, wird die Zustandsrückführung zu

$$r(\mathbf{x}) = \frac{1}{d^*(\mathbf{x})} \left[c^*(\mathbf{x}) + q_{r-1} {}^{(r-1)}y + \dots + q_1 \dot{y} + q_0 y \right] \quad (5.69)$$

mit den frei wählbaren Koeffizienten q_0, q_1, \dots, q_{r-1} erweitert. Dabei kann der Systemausgang und seine Ableitungen analog zum Entkopplungsregler durch die Zustände ausgedrückt werden:

$${}^{(j)}y = N^j c(\mathbf{x}) \quad \text{mit } j < r. \quad (5.70)$$

Somit folgt aus Glg. (5.68) die Differentialgleichung

$${}^{(r)}y + q_{r-1} {}^{(r-1)}y + \dots + q_1 \dot{y} + q_0 y = p_0 w$$

und die Übertragungsfunktion

$$\frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{p_0}{s^r + s^{r-1} q_{r-1} + \dots + s q_1 + q_0}.$$

Die Parameter q_v können wieder über Polvorgabe bestimmt werden. Wird auch hier das Regelgesetz um eine Vorsteuerung der dynamischen Führungsgrößen sowie um eine integrale Ausgangsrückführung erweitert, so ergibt sich

$$u = -r(\mathbf{x}) + \mathbf{m}(\mathbf{x})w + k(\mathbf{x}) \int e \, dt \quad (5.71)$$

mit $\mathbf{w} = \left[w \quad \dot{w} \quad \dots \quad {}^{(r)}w \right]^T$, $e = y - w$ und $k(\mathbf{x}) = \frac{k_1}{d^*(\mathbf{x})}$.

5.5.3 Regelung einer translatorischen Achse

Dieses Regelungsverfahren wird zunächst an einer Achse des zweiachsigen Demonstrators untersucht. Als Modell dient die Kräftebilanz $F_A = m\ddot{s} + F_R$. Dabei wurden die Antriebskräfte der beiden Motoren zu einer Kraft zusammengefasst. Zur Beschreibung der Reibkraft

wird ein MSD-Modell mit zwei Elementen (vgl. Abschnitt 4.4.2) verwendet. Somit erweitert sich die Kräftebilanz zu $F_A = m\ddot{s} + \sigma_2\dot{s} + k_1z_1 + k_2z_2$.

Mit der Differentialgleichung für die Borstenzustände

$$\dot{z}_i = \dot{s} - \left(\frac{z_i}{Z_i}\right)^\beta |\dot{s}|$$

kann die nichtlineare Zustandsraumdarstellung für das System aufgestellt werden:

$$\dot{\mathbf{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{s} \\ -\frac{\sigma_2}{m}\dot{s} - \frac{k_1}{m}z_1 - \frac{k_2}{m}z_2 \\ \dot{s} - \left(\frac{z_1}{Z_1}\right)^\beta |\dot{s}| \\ \dot{s} - \left(\frac{z_2}{Z_2}\right)^\beta |\dot{s}| \end{bmatrix}}_{\mathbf{a}(\mathbf{x})} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \underbrace{F_A}_u \quad \text{mit } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} s \\ \dot{s} \\ z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}, \quad (5.72)$$

$$\mathbf{y} = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \mathbf{x}.$$

Diese Modellbeschreibung kann entsprechend Glg. (5.67) in die direkte Systembeschreibung überführt werden. Es ergibt sich die Beziehung

$$\ddot{y} = \underbrace{-\frac{\sigma_2}{m}\dot{s} - \frac{k_1}{m}z_1 - \frac{k_2}{m}z_2}_{c^*(\mathbf{x})} + \underbrace{\frac{1}{m}}_{d^*} \underbrace{F_A}_u. \quad (5.73)$$

Aus den Beziehungen (5.69) und (5.70) kann die Zustandsrückführung

$$r(\mathbf{x}) = m \left(-\frac{\sigma_2}{m}\dot{s} - \frac{k_1}{m}z_1 - \frac{k_2}{m}z_2 + q_1\dot{s} + q_0s \right) \quad (5.74)$$

berechnet werden. Werden die dynamischen Sollwerte vorgesteuert, gilt $\mathbf{w} = [w \ \dot{w} \ \ddot{w}]^T$ und die entsprechende Reglermatrix ergibt sich zu

$$\mathbf{m}(\mathbf{x}) = m [p_0 \ p_1 \ p_2].$$

Mit diesen Beziehungen und dem erweiterten Regelgesetz (5.71) ergibt sich ausgehend von der Differentialgleichung (5.73) die Übertragungsfunktion für den geschlossenen Regelkreis

$$Y(s) = \frac{s^3 + p_1s^2 + p_0s + k_1}{s^3 + q_1s^2 + q_0s + k_1} W(s).$$

Für die Bestimmung der Parameter q_v und p_v durch Vorgabe konjugiert komplexer Pole gelten die Beziehungen (5.26) – (5.26), mit $q_v = p_v$.

An den resultierenden Reglergleichungen ist auffällig, dass die Zustandsrückführung $r(\mathbf{x})$ linear ist. Darüber hinaus ist die Vorfiltermatrix \mathbf{m} unabhängig vom Zustandsvektor \mathbf{x} . Das

Ergebnis des Reglerentwurfs ist demnach ein linearer Regler. Dies ist in der Art der Modellgleichungen begründet und kein allgemeines Ergebnis der verwendeten Entwurfsmethodik. Zur Realisierung der Zustandsrückführung muss der entsprechende Vektor \mathbf{x} bekannt sein. Allerdings wird durch die Messsysteme nur die Position s erfasst. Die Geschwindigkeit \dot{s} kann prinzipiell daraus durch numerische Differentiation ermittelt werden. Die Reibzustände z_i sind jedoch gänzlich unbekannt.

Da das Reibmodell nichtlinear ist, wird zur Schätzung der Zustände z_i ein erweitertes Kalman-Filter (EKF) verwendet.

5.5.4 Das Erweiterte Kalman-Filter

Das EKF (engl. Extended Kalman Filter) ist eine Modifikation des Kalman-Filters. Der Unterschied zwischen dem EKF und dem Kalman-Filter besteht in der Erweiterung auf nichtlineare Systeme. Dies wird durch eine Linearisierung der Systemgleichung mittels Taylorapproximation in jedem Tastschritt erreicht. Durch diese Vorgehensweise kann der gleiche Algorithmus wie beim Kalman-Filter verwendet werden. Mit der Beschränkung auf zeitinvariante Systeme bildet das folgende diskrete nichtlineare System die Grundlage für die Zustandsschätzung:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{f}(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}) + \boldsymbol{\omega}_{k-1}, \quad (5.75)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(\mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k. \quad (5.76)$$

Dabei gibt es zunächst keine Einschränkung bezüglich der Anzahl der Ein- bzw. Ausgänge des Modells. Für das Prozessrauschen $\boldsymbol{\omega}_k$ und das Messrauschen \mathbf{v}_k werden die gleichen Annahmen wie beim Kalman-Filter getroffen.

Aufgrund der nichtlinearen Zustandsgleichung ändert sich der Schätzalgorithmus im Vergleich zum Kalman-Filter. Daher werden im Folgenden die modifizierten Gleichungen aufgelistet. Der Algorithmus startet mit der partiellen Ableitung der Zustandsgleichung nach dem Zustandsvektor. Dies geschieht an der Stelle der vergangenen a posteriori Schätzung $\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+$:

$$\mathbf{F}_{k-1} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+}. \quad (5.77)$$

Erst danach kann die Prädiktion der Kovarianzmatrix erfolgen

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{F}_{k-1} \mathbf{P}_{k-1}^+ \mathbf{F}_{k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1}. \quad (5.78)$$

Die Prädiktion des Zustandsvektors wird auf Basis des nichtlinearen Modells durchgeführt

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \mathbf{u}_{k-1}). \quad (5.79)$$

Für den Korrekturschritt wird zunächst die partielle Ableitung der Ausgangsgleichung an der Stelle der aktuellen a priori Schätzung benötigt:

$$\mathbf{C}_k = \left. \frac{\partial \mathbf{h}(\mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\hat{\mathbf{x}}_k^-}.$$

Danach folgt die Berechnung der Kalman-Verstärkung

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{C}_k^T (\mathbf{C}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{C}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \quad (5.80)$$

sowie die Korrektur des Zustandsvektors und der Kovarianzmatrix

$$\hat{\mathbf{x}}_k^+ = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_k^-)), \quad (5.81)$$

$$\mathbf{P}_k^+ = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{C}_k) \mathbf{P}_k^-. \quad (5.82)$$

Die Initialisierung des Algorithmus erfolgt auf die gleiche Weise wie beim Kalman-Filter.

Diskretisierung und Linearisierung des Zustandsraummodells

Um mit dem beschriebenen Algorithmus den Zustandsvektor des Modells (5.72) zu schätzen, muss es zunächst diskretisiert werden. Die Zustandsgleichung des Modells kann in der allgemeinen nichtlinearen Form

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (5.83)$$

ausgedrückt werden. Wird für die Diskretisierung das explizite Eulerverfahren eingesetzt, so ergibt sich die diskrete Zustandsgleichung aus der Beziehung

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{x}_{k-1} + T \mathbf{f}(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}). \quad (5.84)$$

Damit hat die diskretisierte Zustandsgleichung für eine translatorische Achse die Form

$$\mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} s_k \\ \dot{s}_k \\ z_{1,k} \\ z_{2,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{k-1} + T \dot{s}_{k-1} \\ \dot{s}_{k-1} - \frac{T\sigma_2}{m} \dot{s}_{k-1} - \frac{Tk_1}{m} z_{1,k-1} - \frac{Tk_2}{m} z_{2,k-1} + \frac{T}{m} F_{A,k-1} \\ z_{1,k-1} + T \dot{s}_{k-1} - T \left(\frac{z_{1,k-1}}{Z_1} \right)^\beta |\dot{s}_{k-1}| \\ z_{2,k-1} + T \dot{s}_{k-1} - T \left(\frac{z_{2,k-1}}{Z_2} \right)^\beta |\dot{s}_{k-1}| \end{bmatrix}. \quad (5.85)$$

$\underbrace{\hspace{15em}}_{f(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1})}$

Für die Ausgangsgleichung gilt

$$y_k = h(\mathbf{x}_k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}_k.$$

Ausgehend von Glg. (5.85) kann die partielle Ableitung der Zustandsgleichung

$$\frac{\partial f(\mathbf{x}_k, u_k)}{\partial \mathbf{x}_k} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T\sigma_2}{m} & -\frac{Tk_1}{m} & -\frac{Tk_2}{m} \\ 0 & T - T\left(\frac{z_{1,k}}{Z_1}\right)^\beta \operatorname{sgn}(\dot{s}_k) & 1 - \frac{T\beta|\dot{s}_k|}{Z_1^\beta} z_1^{\beta-1} & 0 \\ 0 & T - T\left(\frac{z_{2,k}}{Z_2}\right)^\beta \operatorname{sgn}(\dot{s}_k) & 0 & 1 - \frac{T\beta|\dot{s}_k|}{Z_2^\beta} z_2^{\beta-1} \end{bmatrix} \quad (5.86)$$

berechnet werden. Da die Ausgangsgleichung linear ist, lässt sich die Ableitung einfach zu $C = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$ bestimmen.

An dieser Stelle ist es von großem Vorteil, dass das MSD-Modell geschlossen differenzierbar ist. Dadurch kann die Ableitung der Zustandsgleichung analytisch berechnet werden. Somit muss in jedem Tastschritt lediglich die Ableitung an der aktuellen Schätzung ausgewertet werden. Dadurch entspricht die Rechenkomplexität des EKF im Wesentlichen der des normalen Kalman-Filters, was für eine Implementierung auf einem Echtzeitsystem vorteilhaft ist. Wenn die Ableitung nicht analytisch bestimmbar ist, müsste sie numerisch ermittelt werden, was die Rechenkomplexität signifikant erhöhen würde.

Die resultierende Struktur des beschriebenen Regelungskonzeptes ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Mit dem dargestellten Kompensationsregler wird das Regelgesetz entsprechend Gleichung (5.71) realisiert.

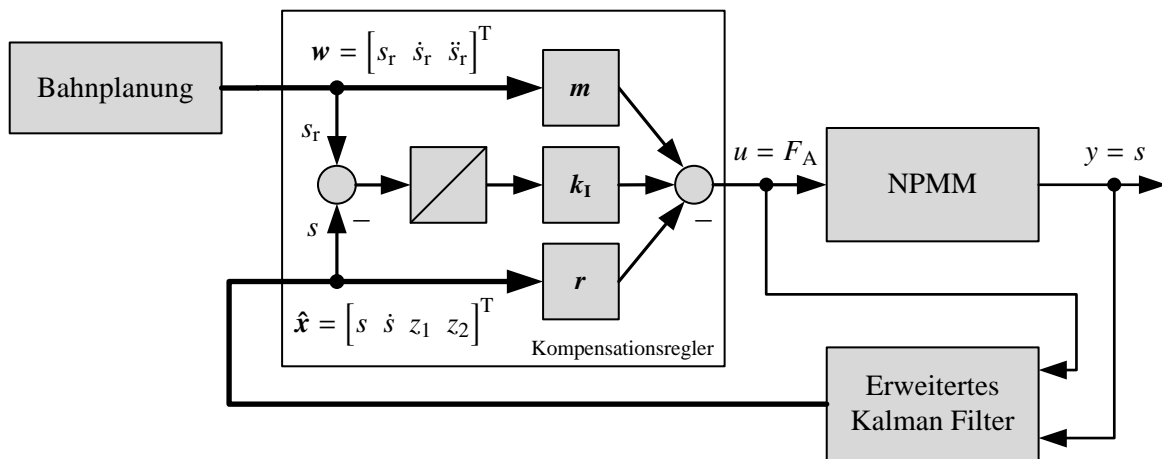


Abbildung 5.6: Regelungsstruktur mit Kompensationsregler und EKF für eine Achse

5.5.5 Störgrößenbeobachtung und -kompensation

Alle bekannten Reibmodelle beschreiben den Übergang von Haft- in Gleitreibung bzw. vom elastischen in den plastischen Bereich. Im plastischen Bereich ist die Reibkraft dabei entweder konstant oder linear abhängig von der Geschwindigkeit. Weitere Effekte werden im Allgemeinen nicht berücksichtigt. In Abbildung A.8 ist zu erkennen, dass diese Annahmen nicht

der Realität entsprechen, denn demnach müsste der Verlauf der Antriebskraft in den markierten Bereichen konstant sein. Offensichtlich treten auch bei einer Bewegung mit konstanter Geschwindigkeit Störungen auf, die bisher nicht berücksichtigt wurden. Diese können durch Verschmutzung der Führungen, eine ungleichmäßige Verteilung des Schmierfilms, Formfehler der Wälzkörper oder Vibrationen des Aufbaus durch externe Schwingungen verursacht werden.

Aus diesem Grund ist es sinnvoll, zusätzlich zu dem Kompensationsregler eine Störgrößenkompensation, wie bereits in Abschnitt 5.4.4 beschrieben, einzusetzen. Da bei dem Kompensationsregler bereits ein EKF zur Schätzung der Reibzustände genutzt wird, muss dieses lediglich erweitert werden, um auch die Störkraft F_S zu schätzen. Das kontinuierliche Zustandsraummodell (5.72) wird damit zu

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{s} \\ -\frac{\sigma_2}{m}\dot{s} - \frac{k_1}{m}z_1 - \frac{k_2}{m}z_2 - \frac{1}{m}F_S \\ \dot{s} - \left(\frac{z_1}{Z_1}\right)^\beta |\dot{s}| \\ \dot{s} - \left(\frac{z_2}{Z_2}\right)^\beta |\dot{s}| \\ \dot{F}_S \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} F_A \quad \text{mit } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} s \\ \dot{s} \\ z_1 \\ z_2 \\ F_S \\ \dot{F}_S \end{bmatrix}, \quad (5.87)$$

$$y = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \mathbf{x}$$

erweitert. Dieses Modell wird für die Zustandsschätzung noch diskretisiert und linearisiert. Dies erfolgt entsprechend dem EKF in Abschnitt 5.5.4. Auf die Angabe der entsprechenden Gleichung wird an dieser Stelle verzichtet. Die geschätzte Störkraft \hat{F}_S wird zur Kompensation zu der Stellgröße des Reglers (5.71) hinzuaddiert. Die veränderte Regelungsstruktur ist in Abbildung 5.7 zu sehen.

Damit ist das Regelungssystem für eine translatorische Achse auf Basis eines Kompensationsreglers vollständig. Die Leistungsfähigkeit dieses Konzeptes wird mit und ohne Störgrößenkompensation in Abschnitt 6.4 im nächsten Kapitel anhand experimenteller Untersuchungen verifiziert.

5.6 Mehrgrößenregelung durch Kompensation und Entkopplung

In diesem Abschnitt wird ein Regler entworfen, welcher die unterschiedlichen Freiheitsgrade der NPM 200 entkoppelt und die nichtlineare Reibkraft in allen drei translatorischen Achsen kompensiert. Dies erfolgt durch eine Kombination des Entkopplungsreglers (vgl. Abschnitt 5.3) mit dem Kompensationsregler (vgl. Abschnitt 5.5). Die detaillierten theoretischen Grundlagen für eine nichtlineare Mehrgrößenregelung durch Entkopplung und Kom-

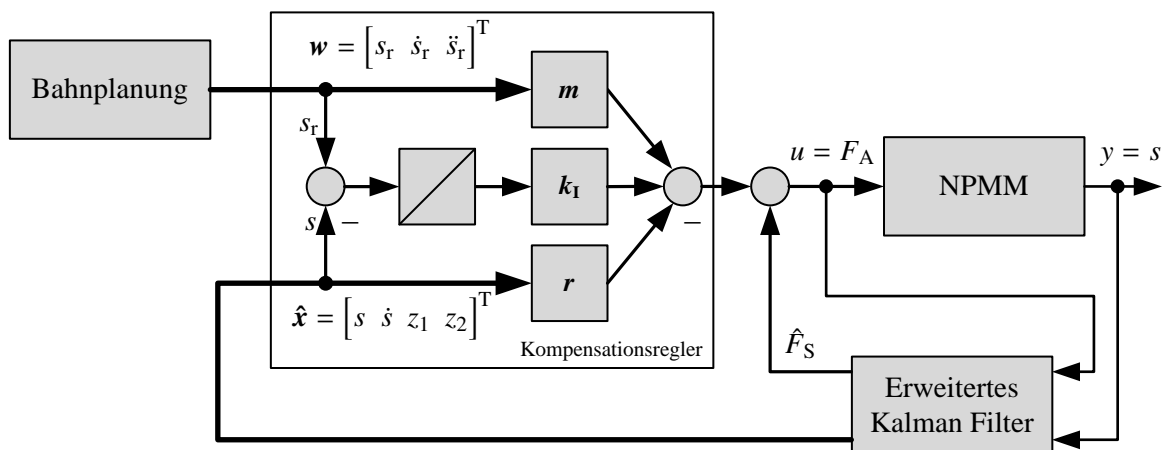


Abbildung 5.7: Regelungsstruktur Kompensationsregler mit EKF und Störgrößenkompensation

pensation können in [37, S. 309 ff.] nachgelesen werden. Im Folgenden werden nur die Ergebnisse der Herleitung sowie der Erweiterung zu einem Folgeregler mit Vorsteuerung der dynamischen Führungsgrößen gezeigt.

5.6.1 Reglergleichungen

Ausgangspunkt für den Reglerentwurf ist die direkte Systembeschreibung nichtlinearer Systeme mit mehreren Ein- und Ausgängen (5.63), welche hier noch einmal aufgelistet wird:

$$y^* = c^*(x) + D^*(x)u. \quad (5.88)$$

Die Größen y^* , $c^*(x)$ und $D^*(x)$ sind durch (5.64) und (5.65) gegeben. Für einen Regler mit Vorsteuerung der dynamischen Führungsgrößen und integraler Ausgangsrückführung hat das Regelgesetz die allgemeine Form

$$u = -r(x) + M(x)w + K_I \int e dt. \quad (5.89)$$

Dabei beinhaltet der Führungsgrößenvektor auch wieder Ableitungen der Führungsgrößen bis zum jeweiligen relativen Grad und hat somit die gleiche Form wie in Abschnitt 5.3

$$w = \begin{bmatrix} w_1 \dots w_1^{(r_1)} & \dots & w_m \dots w_m^{(r_m)} \end{bmatrix}^T.$$

Für den Fehlervektor gilt

$$e = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} w_1 \\ \vdots \\ w_m \end{bmatrix}.$$

Wird wie im Eingrößenfall die Systemdynamik kompensiert und durch eine vorzugebende Dynamik ersetzt, so ergibt sich die Zustandsrückführung zu

$$\mathbf{r}(\mathbf{x}) = \mathbf{D}^{*-1}(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} N^{r_1} c_1(\mathbf{x}) + \sum_{v=0}^{r_1-1} q_{1v} N^v c_1(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ N^{r_m} c_m(\mathbf{x}) + \sum_{v=0}^{r_m-1} q_{mv} N^v c_m(\mathbf{x}) \end{bmatrix}. \quad (5.90)$$

Die Vorfiltermatrix berechnet sich unter Berücksichtigung der Ableitungen der Führungsgrößen aus

$$\mathbf{M}(\mathbf{x}) = \mathbf{D}^{*-1}(\mathbf{x}) \cdot \begin{bmatrix} p_{10} & p_{11} & \dots & 1 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & & & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & p_{m0} & p_{m1} & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (5.91)$$

und für Integratorverstärkung gilt

$$\mathbf{K}_I = \mathbf{D}^{*-1} \cdot \text{diag}(k_{11}, \dots, k_{1m}). \quad (5.92)$$

Als Ergebnis des Reglerentwurfs lässt sich die Übertragungsfunktion eines Teilsystems wieder durch

$$Y_i(s) = \frac{s^{r_i+1} + \dots + p_{i1}s^2 + p_{i0}s + k_{i1}}{s^{r_i+1} + \dots + q_{i1}s^2 + q_{i0}s + k_{i1}} W_i(s)$$

ausdrücken. Für optimales Führungsverhalten gilt $p_{iv} = q_{iv}$ und die Parameter q_{iv} werden durch Polvorgabe bestimmt.

5.6.2 Regelung der NPMM 200

Damit der entsprechende Regler für die NPMM 200 entworfen werden kann, muss zunächst das Zustandsraummodell aufgestellt werden. Dazu werden die Modellgleichungen (4.40) – (4.49) herangezogen. Wird für die Modellierung der Reibkraft aller drei translatorischen Achsen jeweils ein MSD-Modell mit zwei Reibzuständen gewählt, so hat der Zustandsvektor des Gesamtmodells 16 Elemente:

$$\mathbf{x} = \left[s'_x \quad \dot{s}'_x \quad z_{1x} \quad z_{2x} \quad s'_y \quad \dot{s}'_y \quad z_{1y} \quad z_{2y} \quad s'_z \quad \dot{s}'_z \quad z_{1z} \quad z_{2z} \quad \varphi_a \quad \dot{\varphi}_a \quad \varphi_b \quad \dot{\varphi}_b \right]^T$$

Dies führt zu einem sehr großen und unübersichtlichen Modell, welches den Reglerentwurf und die Implementierung unnötig kompliziert gestaltet.

Betrachtet man die Gleichungen (4.40) – (4.42), so ist festzustellen, dass es sich hierbei um statische Verkopplungen handelt, die sich in der Ausgangsgleichung wiederfinden würden.

Somit ist keine dynamische Entkopplung notwendig, und die tatsächlichen Bewegungen s'_x , s'_y und s'_z können bereits vor dem eigentlichen Regelungssystem berechnet werden. Damit wird erreicht, dass das Zustandsraummodell für die NPMM 200 in drei Teilsysteme zerfällt, jeweils eines für die x -, die y - und die z -Achse. Werden die Motorkräfte der x - und y -Achse mit $F_x = F_{x0} + F_{x1}$ und $F_y = F_{y0} + F_{y1}$ zusammengefasst, so können die beiden Achsen mit dem Eingrößenmodell (5.72) beschrieben werden. Aufgrund der beiden Kippwinkel der z -Plattform ist das entsprechende Modell ein verkoppeltes Mehrgrößensystem, für welches ein Mehrgrößenregler nach den Gleichungen (5.90), (5.91) und (5.92) entworfen wird.

Die resultierende Regelungsstruktur ist in Abbildung 5.8 dargestellt. Die Umrechnung der Messwerte lässt sich aus den Gleichungen (4.40) – (4.42) ableiten. Es ergibt sich

$$\begin{bmatrix} s'_x \\ s'_y \\ s'_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\varphi_{yz} & \varphi_{zy} \\ \varphi_{xz} & 1 & -\varphi_{zx} \\ -\varphi_{xy} & \varphi_{yx} & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} s_x - \Delta s_x \\ s_y - \Delta s_y \\ s_z - \Delta s_{z1} - \Delta s_{z2} \end{bmatrix}. \quad (5.93)$$

Auf die gleiche Weise lassen sich die Sollwerte (Referenzwerte) umrechnen, die entsprechende Beziehung wird durch die folgende Gleichung ausgedrückt:

$$\begin{bmatrix} s'_{x,r} & \dot{s}'_{x,r} & \ddot{s}'_{x,r} \\ s'_{y,r} & \dot{s}'_{y,r} & \ddot{s}'_{y,r} \\ s'_{z,r} & \dot{s}'_{z,r} & \ddot{s}'_{z,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\varphi_{yz} & \varphi_{zy} \\ \varphi_{xz} & 1 & -\varphi_{zx} \\ -\varphi_{xy} & \varphi_{yx} & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} s_{x,r} & \dot{s}_{x,r} & \ddot{s}_{x,r} \\ s_{y,r} & \dot{s}_{y,r} & \ddot{s}_{y,r} \\ s_{z,r} & \dot{s}_{z,r} & \ddot{s}_{z,r} \end{bmatrix}. \quad (5.94)$$

Für die Berechnung der Winkel φ_a und φ_b gilt Gleichung (4.26). Die Positionsänderungen

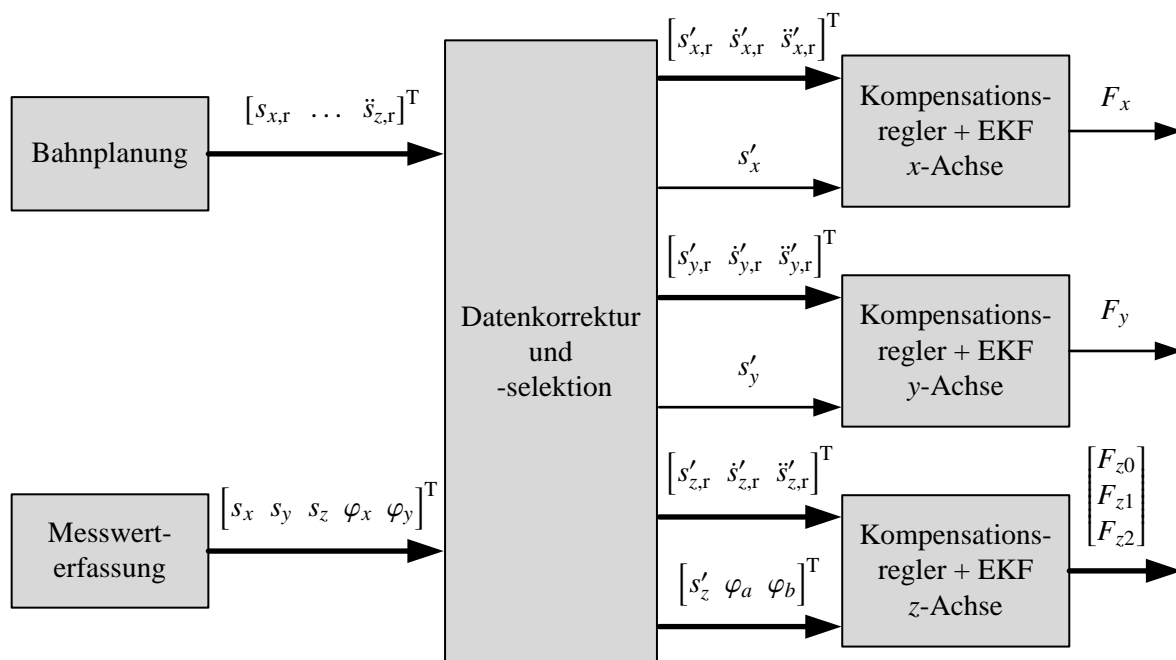


Abbildung 5.8: Prinzipielle Regelungsstruktur für alle Freiheitsgrade der NPMM 200

Δs_x , Δs_y , Δs_{z1} und Δs_{z2} werden durch Winkelverkippen verursacht. Durch die Korrektur der Messwerte um diese Terme wird erreicht, dass das Regelungssystem nur durch eine Änderung der Winkel und nicht durch eine gleichzeitige Änderung der Positionen auf Winkelverkippen reagiert. Durch die Umrechnung der Mess- und Sollwerte erfolgt demnach bereits eine Entkopplung des Systems.

Die translatorischen dynamischen Sollwerte werden von einem Bahnplanungsalgorithmus berechnet, welcher ebenfalls im Rahmen des SFB 622 entwickelt wurde. Detaillierte Erläuterungen zu dem Algorithmus sind in [6, 5] zu finden. Die berechneten Sollwerte sind bis zur vierten Ableitung stetig differenzierbar, um Vibrationen des mechanischen Aufbaus zu vermeiden. Weiterhin werden die kinematischen Beschränkungen der NPMM 200, dazu zählen die maximal mögliche Beschleunigung sowie der maximale Ruck, explizit berücksichtigt. Somit wird gewährleistet, dass die geforderten Sollpositionen von der NPMM auch realisiert werden können. Die zu planende Trajektorie kann als eine Aneinanderreihung der Segmente Linie und Kreisbogen beschrieben werden. Durch automatisches Einfügen sogenannter Verschleifelemente ist es möglich, daraus eine Trajektorie zu planen, die kontinuierlich abgefahren werden kann.

Die aus der Unterteilung des Gesamtmodells entstandenen drei einzelnen Zustandsraummodelle der NPMM 200 sind im Folgenden aufgelistet.

Modell x-Achse:

$$\dot{\mathbf{x}}_x = \begin{bmatrix} \dot{s}'_x \\ -\frac{\sigma_{2x}}{m_x} \dot{s}'_x - \frac{k_{1x}}{m_x} z_{1x} - \frac{k_{2x}}{m_x} z_{2x} \\ \dot{s}'_x - \left(\frac{z_{1x}}{Z_{1x}}\right)^\beta |\dot{s}'_x| \\ \dot{s}'_x - \left(\frac{z_{2x}}{Z_{2x}}\right)^\beta |\dot{s}'_x| \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m_x} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot F_{Ax} \quad (5.95)$$

$$y_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s'_x \\ \dot{s}'_x \\ z_{1x} \\ z_{2x} \end{bmatrix} \quad (5.96)$$

Modell y-Achse:

$$\dot{\mathbf{x}}_y = \begin{bmatrix} \dot{s}'_y \\ -\frac{\sigma_{2y}}{m_y} \dot{s}'_y - \frac{k_{1y}}{m_y} z_{1y} - \frac{k_{2y}}{m_y} z_{2y} \\ \dot{s}'_y - \left(\frac{z_{1y}}{Z_{1y}}\right)^\beta |\dot{s}'_y| \\ \dot{s}'_y - \left(\frac{z_{2y}}{Z_{2y}}\right)^\beta |\dot{s}'_y| \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m_y} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot F_{Ay} \quad (5.97)$$

$$y_y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s'_x \\ \dot{s}'_x \\ z_{1x} \\ z_{2x} \end{bmatrix} \quad (5.98)$$

Modell z -Achse:

$$\dot{\mathbf{x}}_z = \begin{bmatrix} \dot{s}'_z \\ -\frac{\sigma_{2z}}{m_z} \dot{s}'_z - \frac{k_{1z}}{m_z} z_{1z} - \frac{k_{2z}}{m_z} z_{2z} \\ \dot{s}'_z - \left(\frac{z_{1z}}{Z_{1z}}\right)^\beta |\dot{s}'_z| \\ \dot{s}'_z - \left(\frac{z_{2z}}{Z_{2z}}\right)^\beta |\dot{s}'_z| \\ \dot{\varphi}_a \\ -\frac{c_a}{J_a} \varphi_a - \frac{d_a}{J_a} \dot{\varphi}_a \\ \dot{\varphi}_b \\ -\frac{c_b}{J_b} \varphi_b - \frac{d_b}{J_b} \dot{\varphi}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{m_z} & \frac{1}{m_z} & \frac{1}{m_z} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{b_{z0}}{J_a} & 0 & \frac{b_{z2}}{J_a} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{a_{z0}}{J_b} & -\frac{a_{z1}}{J_b} & \frac{a_{z2}}{J_b} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{z0} \\ F_{z1} \\ F_{z2} \end{bmatrix} \quad (5.99)$$

$$\mathbf{y}_z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s'_z \\ \dot{s}'_z \\ z_{1y} \\ z_{2y} \\ \varphi_a \\ \dot{\varphi}_a \\ \varphi_b \\ \dot{\varphi}_b \end{bmatrix} \quad (5.100)$$

Die beiden Modelle der x - und y -Achse sind identisch, wie bereits erwähnt, wird dafür jeweils der Kompensationsregler aus Abschnitt 5.5 verwendet. Die z -Plattform stellt aufgrund der Kippwinkel das einzige Mehrgrößensystem dar. Aus dem Zustandsraummodell leitet sich die direkte Systembeschreibung (5.88) ab. Die einzelnen Terme berechnen sich nach (5.64) und (5.65) zu

$$\mathbf{y}_z^* = \begin{bmatrix} \ddot{s}'_z \\ \ddot{\varphi}_a \\ \ddot{\varphi}_b \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}_z^*(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{\sigma_{2z}}{m_z} \dot{s}'_z - \frac{k_{1z}}{m_z} z_{1z} - \frac{k_{2z}}{m_z} z_{2z} \\ -\frac{c_a}{J_a} \varphi_a - \frac{d_a}{J_a} \dot{\varphi}_a \\ -\frac{c_b}{J_b} \varphi_b - \frac{d_b}{J_b} \dot{\varphi}_b \end{bmatrix}$$

$$\text{und } \mathbf{D}_z^*(\mathbf{x}) = \mathbf{D}_z^* = \begin{bmatrix} \frac{1}{m_z} & \frac{1}{m_z} & \frac{1}{m_z} \\ -\frac{b_{z0}}{J_a} & \frac{b_{z1}}{J_a} & \frac{b_{z2}}{J_a} \\ \frac{a_{z0}}{J_b} & -\frac{a_{z1}}{J_b} & \frac{a_{z2}}{J_b} \end{bmatrix}.$$

Da die Winkel φ_x und φ_y und somit auch die Winkel φ_a und φ_b immer auf einen stationären Wert (Null) geregelt werden, ist auch keine Vorsteuerung der dynamischen Führungsgrößen notwendig. Daraus folgt für den Führungsgrößenvektor:

$$\mathbf{w}_z = \left[s'_{z,r} \quad \dot{s}'_{z,r} \quad \ddot{s}'_{z,r} \quad \varphi_{a,r} \quad \varphi_{b,r} \right]^T.$$

Entsprechend hat die Vorfiltermatrix die folgende Form:

$$\mathbf{M}_z = \mathbf{D}_z^{*-1} \cdot \begin{bmatrix} p_{10} & p_{11} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{20} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{30} \end{bmatrix}.$$

Wird die Zustandsrückführung entsprechend Gleichung (5.90) gewählt, so ergibt sich

$$\mathbf{r}_z(\mathbf{x}) = \mathbf{D}_z^{*-1} \begin{bmatrix} -\frac{\sigma_{2z}}{m_z} \dot{s}'_z - \frac{k_{1z}}{m_z} z_{1z} - \frac{k_{2z}}{m_z} z_{2z} + q_{11} \dot{s}'_z + q_{10} s'_z \\ -\frac{c_a}{J_a} \varphi_a - \frac{d_a}{J_a} \dot{\varphi}_a + q_{21} \dot{\varphi}_a + q_{20} \varphi_a \\ -\frac{c_b}{J_b} \varphi_b - \frac{d_b}{J_b} \dot{\varphi}_b + q_{31} \dot{\varphi}_b + q_{30} \varphi_b \end{bmatrix}.$$

Mit der Integratorverstärkung

$$\mathbf{K}_{Iz} = \mathbf{D}_z^{*-1} \cdot \text{diag}(k_{I1}, k_{I2}, k_{I3})$$

lässt sich die Übertragungsfunktion für das erste Teilsystem (Position z) wieder zu

$$Y_1(s) = \frac{s^3 + p_{11}s^2 + p_{10}s + k_{I1}}{s^3 + q_{11}s^2 + q_{10}s + k_{I1}} W_1(s)$$

angeben. Für die beiden anderen Teilsysteme (Winkel φ_a und φ_b) hat die Übertragungsfunktion aufgrund der fehlenden dynamischen Führungsgrößen die Form

$$Y_i(s) = \frac{p_{i0}s + k_{Ii}}{s^3 + q_{i1}s^2 + q_{i0}s + k_{Ii}} W_i(s) \quad \text{mit } i = 2, 3.$$

Für alle translatorischen Achsen ist es wiederum sinnvoll, eine Störgrößenkompensation einzusetzen. Dabei wird, wie in Abschnitt 5.5.5 beschrieben, das Zustandsraummodell des EKF entsprechend erweitert. Damit ist das Regelungssystem für die NPMM 200 komplett. Die experimentellen Untersuchungen zu diesem Verfahren folgen im Abschnitt 6.5 im nächsten Kapitel. Dabei wird die Leistungsfähigkeit sowohl mit, als auch ohne Störgrößenkompensation untersucht.

6 Leistungsfähigkeit der Regelungskonzepte

Nachdem im letzten Kapitel verschiedene Regelungskonzepte vorgestellt wurden, erfolgt an dieser Stelle die Bewertung deren Leistungsfähigkeit anhand unterschiedlicher experimenteller Untersuchungen. Dabei ist besonders die erreichbare Positioniergenauigkeit von erhöhtem Interesse. Die Leistungsbewertung der Eingrößenregler sowie des linearen Entkopplungsreglers erfolgt am zweiachsigen Demonstrator. Erst die Experimente zur Mehrgrößenregelung durch Entkopplung und Kompensation werden an der NPMM 200 durchgeführt. Im ersten Abschnitt dieses Kapitels werden zunächst die Trajektorien beschrieben, anhand derer die Leistungsbewertung der Regelungskonzepte durchgeführt wird.

6.1 Untersuchte Trajektorien

Der zweiachsige Demonstrator war bereits Gegenstand von Untersuchungen zu erreichbarer Präzision verschiedener Regelungskonzepte [5]. Damit die experimentellen Ergebnisse vergleichbar sind, ist es zweckmäßig, die gleichen Testtrajektorien zu verwenden. Aus diesem Grund erfolgt die Leistungsbewertung für Bewegungen in einer Achse anhand einer sinusförmigen Bewegung mit einer Amplitude von $10\ \mu\text{m}$ und einer Frequenz von $1\ \text{Hz}$ sowie mittels einer linearen Bewegung von $10\ \text{mm}$ Länge mit einer maximalen Geschwindigkeit von $1\ \text{mm/s}$ und einer maximalen Beschleunigung von $1\ \text{mm/s}^2$. Der Verlauf der dynamischen Sollgrößen für die letztgenannte Trajektorie ist in Abbildung 6.1 dargestellt. Nachdem die Strecke von $10\ \text{mm}$ zurückgelegt ist, schließt sich direkt die Rückfahrt zum Ausgangspunkt der Bewegung an.

Durch die sinusförmige Bewegung der ersten Trajektorie kann die Effektivität der Reibkraftkompensation überprüft werden, da bei einer solchen Bewegung ein ständiger Wechsel zwischen dem elastischen und dem plastischen Reibbereich stattfindet. An jeden Umkehrpunkt der Bewegung, wenn die Geschwindigkeit zu Null wird, bleibt der Positioniertisch kurz haften und das System befindet sich wieder im elastischen Reibbereich. Dieser wird durch die anschließende Beschleunigung überwunden bis der nächste Umkehrpunkt erreicht wird.

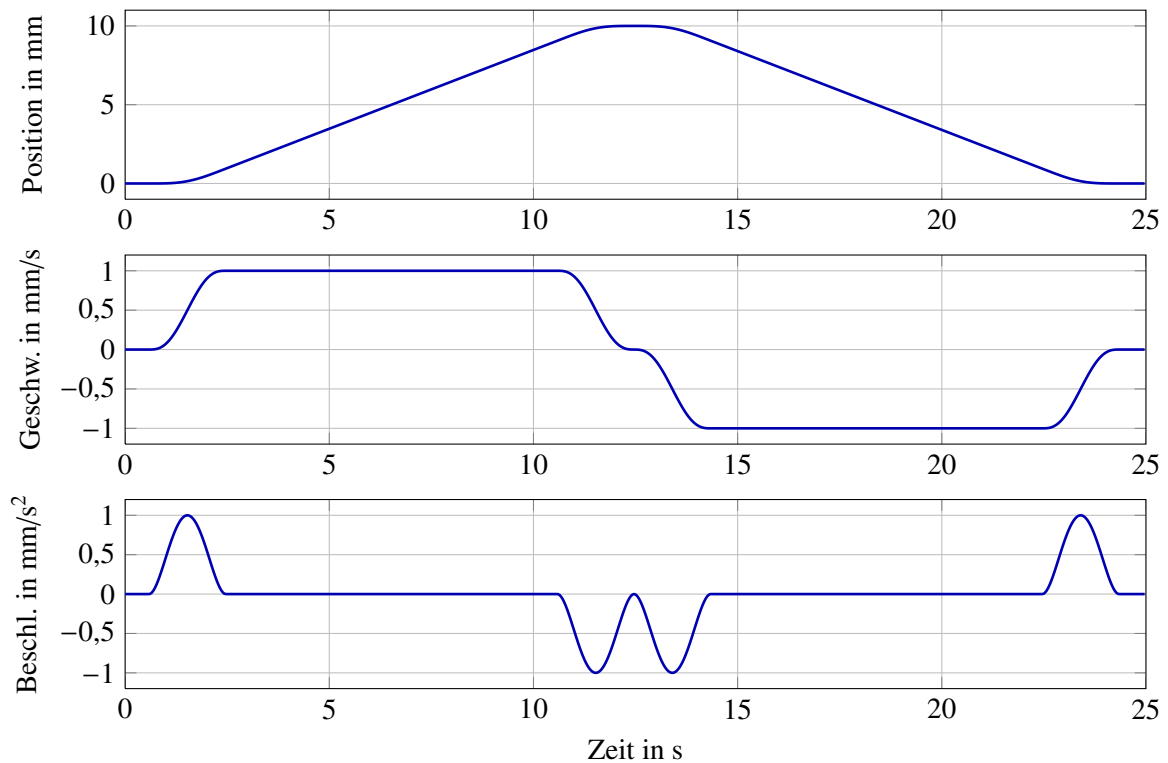


Abbildung 6.1: Verlauf der Sollgrößen für eine Linie von 10 mm Länge (Hin- und Rückfahrt)

Die zweite, lineare Bewegung entspricht dagegen eher dem Anwendungsfall von Nanopositionier- und Messmaschinen mit großem Bewegungsbereich. Soll beispielsweise die Oberfläche eines ebenen Objektes scannend gemessen werden, so werden die beiden planaren Achsen über einen längeren Zeitraum mit konstanter Geschwindigkeit verfahren, während in der Höhe ein konstanter Abstand zu dem Tastsystem eingehalten wird. Da bei einer Bewegung mit konstanter Geschwindigkeit die Reibkraft nach allen Reibmodellen ebenfalls konstant ist, kann auf diese Weise besonders die Unterdrückung anderer externer Störungen untersucht werden.

Die Bewertung der Positioniergenauigkeit sowie der Unterdrückung von Verkippungen erfolgt anhand des mittleren quadratischen Regelfehlers, dem sogenannten Root Mean Square Error (RMSE):

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N e^2(k)}.$$

Der Fehler $e(k)$ ist dabei die Differenz aus Soll- und Messwert für einen Tastschritt.

Die Bestimmung der Präzision bei Bewegungen in allen drei Achsen wird anhand einer Linie im Raum sowie anhand von Kreisen mit zwei verschiedenen Durchmessern durchgeführt. Der kleinere Kreis hat einen Durchmesser von $10 \mu\text{m}$ und die maximale Bahngeschwindigkeit beträgt $2 \mu\text{m/s}$. Der größere Kreis hat einen Durchmesser von 5 cm und wird mit einer maximalen Bahngeschwindigkeit von 2 mm/s durchfahren (vgl. Abbildung 6.2). Beide Krei-

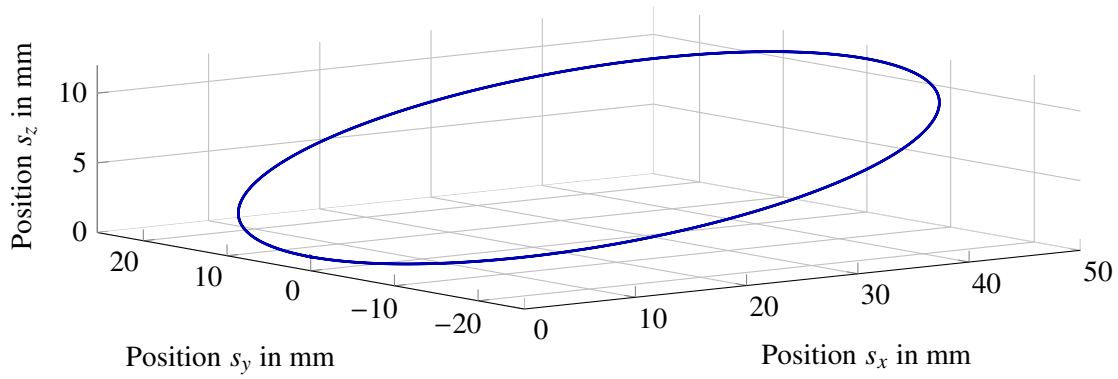


Abbildung 6.2: Kreis im Raum mit einem Durchmesser von 5 cm

se sind um ca. 10° in der Ebene gekippt, so dass eine Bewegung in allen drei Achsen ausgeführt wird. Die erreichte Genauigkeit der dreidimensionalen Bewegungen wird ebenfalls mit dem RMSE angegeben, allerdings handelt es sich bei dem zu Grunde liegenden Fehler um die dreidimensionale Positionierabweichung e_{3D} , die sich nach der folgenden Gleichung berechnet:

$$e_{3D}(k) = \sqrt{e_x^2(k) + e_y^2(k) + e_z^2(k)}. \quad (6.1)$$

Die Größen e_x , e_y und e_z sind die Regelfehler in den einzelnen Bewegungsachsen. Daraus ergibt sich

$$\text{RMSE}_{3D} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N e_{3D}^2(k)}.$$

Eine Übersicht über die verwendeten Trajektorien ist in Tabelle 6.1 zu finden.

Tabelle 6.1: Untersuchte Trajektorien

Bezeichner	geometrische Form	Anzahl bewegter Achsen	Parameter	
A	Sinus	1	Amplitude Frequenz	10 μm 1 Hz
B	Linie	1	Länge Geschwindigkeit	10 mm 1 mm/s
C	Kreis	3	Durchmesser Geschwindigkeit	10 μm 2 $\mu\text{m/s}$
D	Kreis	3	Durchmesser Geschwindigkeit	5 cm 2 mm/s
E	Linie	3	Länge Geschwindigkeit	10 mm 1 mm/s

6.2 Entkopplungsregler

Die experimentellen Untersuchungen zum linearen Entkopplungsregler werden anhand der sinusförmigen Bewegung durchgeführt. Dabei wird die x -Achse bewegt, während die y -Achse keine Bewegung vollziehen soll. Entsprechend wird die Position der y -Achse auf Null geregelt. Aufgrund der Führungsfehler φ_{xz} und φ_{yz} sind beide Bewegungsachsen miteinander verknüpft, so dass bei einer Bewegung in einer Achse automatisch eine kleine Bewegung in der anderen Achse stattfindet.

Wird der Regler unter der Annahme entworfen, dass keine Führungsfehler existieren, so gelingt es dem Regler nicht zufriedenstellend, die Position s_y auf Null zu regeln. Der entsprechende Verlauf ist in Abb. 6.3 a) dargestellt. Wie zu erkennen ist, vollzieht die y -Achse eine sinusförmige Bewegung mit einer Amplitude von ca. 20 nm. Werden die Führungsfehler beim Reglerentwurf betrachtet, so wird diese Bewegung fast vollständig unterdrückt (vgl. Abb. 6.3 b)). Der mittlere quadratische Fehler wird dabei um Faktor 4 von 10,11 nm auf 2,47 nm reduziert.

Wird die y -Achse sinusförmig bewegt, während die x -Achse stillsteht, wird ein ähnliches Ergebnis erreicht, allerdings ist der Ausgangsfehler bereits etwas geringer. Der mittlere quadratische Fehler reduziert sich durch die Berücksichtigung der Verkopplung beim Reglerentwurf von 5,26 nm auf 1,71 nm (vgl. Abb. A.11).

Durch diese Experimente wurde der Funktionsnachweis für den linearen Entkopplungsregler erbracht. Es wurde gezeigt, dass ein Übersprechen der Bewegungsachsen eines zweiachsigen Positioniertisches wirksam kompensiert werden kann. In den nächsten beiden Abschnitten wird die Leistungsfähigkeit der beiden Einzelachsregler mit Reibkraftkompensation untersucht.

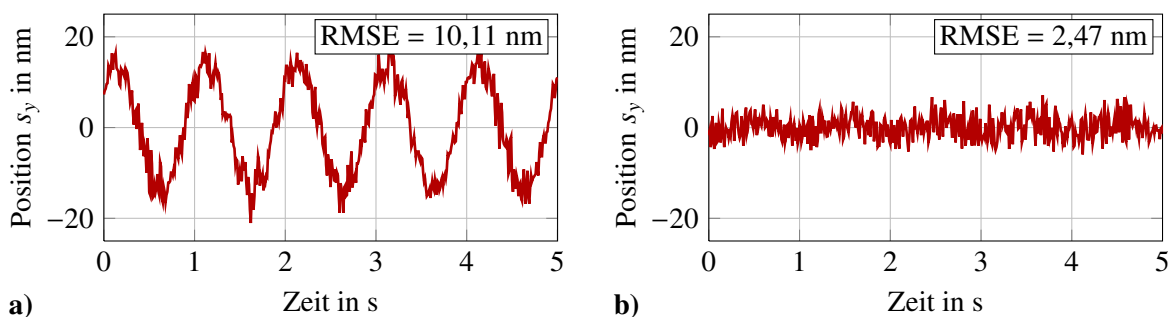


Abbildung 6.3: Positionsverlauf der nicht bewegten y -Achse während die x -Achse eine sinusförmige Bewegung vollzieht (Trajektorie A), **a)** ohne Berücksichtigung der Führungsfehler, **b)** mit Berücksichtigung der Führungsfehler

6.3 Adaptiver Zustandsregler

Die Experimente zum adaptiven Zustandsregler werden an der y -Achse des zweiachsigen Demonstrators durchgeführt. Während der Untersuchungen wird die x -Achse nicht geregelt. Dabei wird sowohl der adaptive Regler als auch der adaptive Regler mit Störgrößenkompensation mittels Kalman-Filter getestet. Die geringsten Regelfehler können erreicht werden, wenn die Parameteradaption bei Bewegung mit einer konstanten Vergessensrate von $\lambda = 0,9995$ durchgeführt wird. Zum zuverlässigen Erkennen einer Bewegung wird die Sollgeschwindigkeit herangezogen, erst wenn deren Betrag größer als 10 nm/s ist, werden die Modellparameter nachgeführt. Für die Vergessensrate werden in der Literatur [53, S. 254] Werte im Bereich $0,9 < \lambda < 0,995$ angegeben. Allerdings ist die Vergessensrate abhängig von der Taktzeit, mit welcher der Algorithmus ausgeführt wird. Diese liegt hier bei 0,0001 s. Aufgrund dieser relativ geringen Abtastzeit muss die Vergessensrate höher gewählt werden um eine zu starke Schwankung der geschätzten Parameter zu verhindern.

Die Ergebnisse für die sinusförmige Bewegung mit einer Amplitude von 10 μm und einer Frequenz von 1 Hz sind in Abbildung 6.4 dargestellt. Ohne zusätzliche Störgrößenkompensation wird die Sinusbewegung mit einem RMSE von lediglich 10,86 nm vollzogen. Durch die Verwendung des Kalman-Filters kann dieser Fehler noch einmal signifikant auf nur noch 5,82 nm reduziert werden.

Wird direkt im Anschluss an diese sinusförmigen Bewegungen die lineare Fahrt ausgeführt, so wird das Problem dieses Regelungsverfahrens sichtbar. Der Regelfehler für diesen Fall ist in Abb. 6.5 zu sehen. Kurz nach dem Beginn der Bewegung steigt der Regelfehler massiv auf weit über 500 nm an und scheint kurz in dieser Größenordnung zu schwingen. Danach fällt der Regelfehler wieder auf ein normales Niveau ab. Dieses Verhalten lässt sich anhand der Werte der adaptiven Parameter erklären, welche in der gleichen Abbildung dargestellt sind. Während der sinusförmigen Bewegung befindet sich der Positioniertisch hauptsächlich im elastischen Reibbereich. Demzufolge verhält sich das System wie eine Feder, entsprechend wird der Wert von c durch den Adaptionalgorithmus auf einen hohen

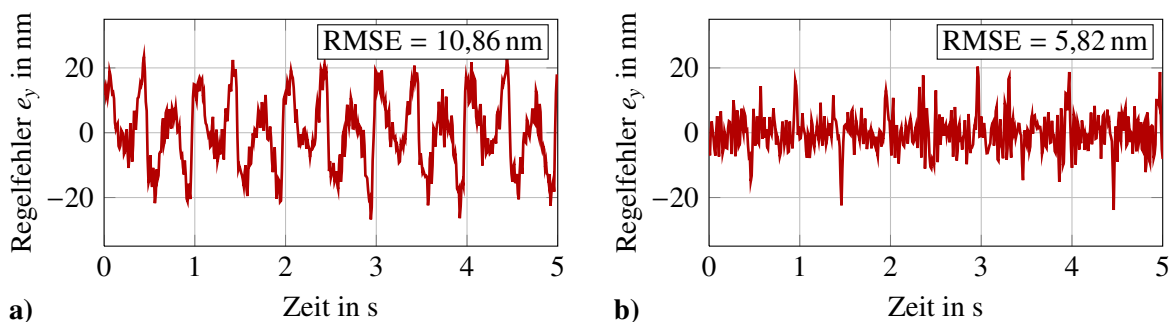


Abbildung 6.4: Regelfehler bei einer sinusförmigen Bewegung (Trajektorie A) unter Verwendung des adaptiven Zustandsregler, **a)** ohne Störgrößenbeobachter, **b)** mit Störgrößenbeobachter

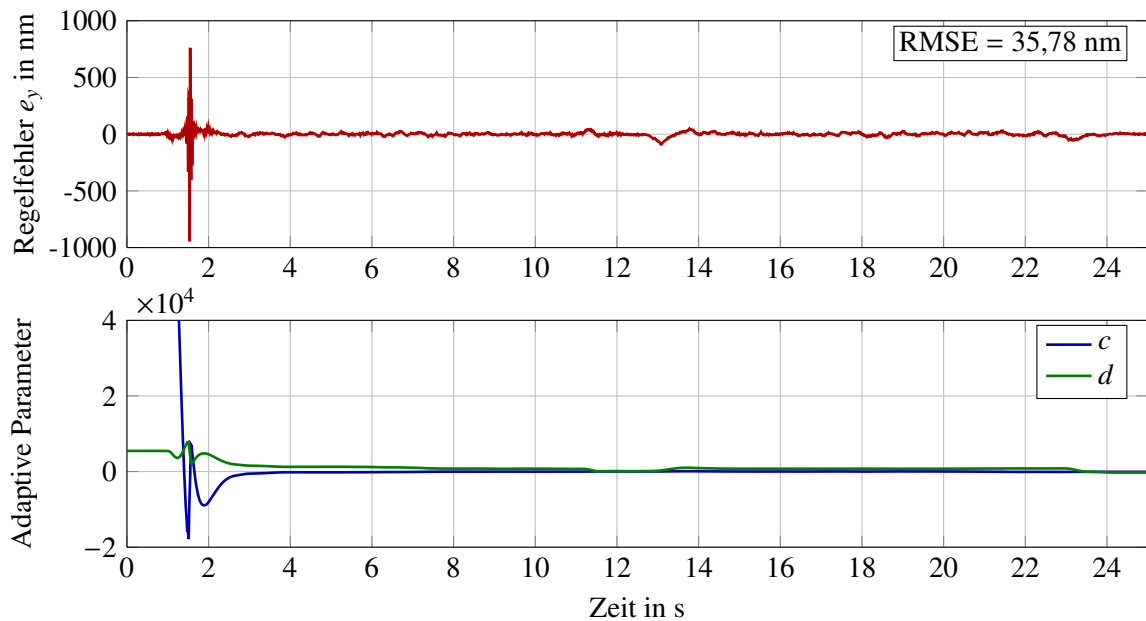


Abbildung 6.5: Regelfehler während der linearen Bewegung (Trajektorie B) unter Verwendung des adaptiven Zustandsregler, das Experiment wurde durchgeführt, nachdem eine Reihe von sinusförmigen Bewegungen absolviert wurden

Wert eingestellt. Bei einer linearen Bewegung entspricht eine hohe Positionsabhängigkeit der Reibkraft allerdings nicht der physikalischen Realität. Der hohe Regelfehler kommt demnach zustande, weil für diese Bewegung der falsche Wert des Parameters c verwendet wird. Der Adaptionsalgorithmus korrigiert diesen Parameter und somit stabilisiert sich das System nach einer kurzen Zeit von selbst.

Wird danach eine weitere lineare Bewegung ausgeführt, tritt dieses Problem nicht mehr auf, da die Parameter bereits auf die passenden Werten korrigiert wurden. Der entsprechende Verlauf des Regelfehlers ist in Abb. A.12 dargestellt. Der mittlere Fehler ist mit 15,18 nm in diesem Fall sehr gering. Allerdings ist zu erkennen, dass während der Überwindung des elastischen Reibbereiches in den Beschleunigungsvorgängen ein erhöhter Regelfehler auftritt. Wird dieses Experiment unter Verwendung der Störgrößenkompensation wiederholt, so kann über den gesamten Bereich ein sehr geringer Regelfehler von ± 20 nm erzielt werden (vgl. Abb. A.13). Auch der gemittelte Fehler ist mit zusätzlicher Störgrößenkompensation sehr klein (7,04 nm).

Mit diesen Experimenten konnte gezeigt werden, dass mit dem adaptiven Zustandsregler prinzipiell sehr geringe Regelfehler erreicht werden können. Allerdings gelingt es den Adaptionsalgorithmus bei sich stark ändernden Bewegungsarten nicht, die Modellparameter schnell genug anzupassen. Dies kann punktuell zu sehr hohen Regelabweichungen führen, was für einen Alltagseinsatz an einer NPM nicht hinnehmbar ist. Durch eine Anpassung der Vergessensrate λ kann dieses Problem zwar reduziert werden, dies führt allerdings an anderer Stelle zu höheren Regelfehlern und eine vollständige Kompensation des Effektes

konnte nicht erreicht werden. Es ist denkbar, dass durch andere Adaptionsstrategien, wie eine variable Lernrate, eine Lösung für das Problem gefunden werden kann. Allerdings ist dafür eine große Anzahl empirischer Untersuchungen notwendig.

Prinzipiell resultiert das beobachtete Problem aus der Tatsache, dass ein lineares Modell für ein nichtlineares System verwendet wird. Darüber hinaus wird das Modell durch veränderliche Parameter an das System angepasst. Wird dagegen gleich ein nichtlineares Modell für den Reglerentwurf verwendet, können solche Effekte eventuell umgangen werden. Dieses Ziel wird mit dem Kompensationsregler verfolgt.

6.4 Kompensationsregler

Die Untersuchungen zur Leistungsfähigkeit des Kompensationsreglers werden ebenfalls an der y -Achse des zweiachsigen Demonstrators durchgeführt. Dabei kommen zunächst vier verschiedene Regler zum Einsatz, die sich jeweils in der Modellordnung des zugrundeliegenden Reibmodells unterscheiden. Im Abschnitt 4.4.3 wurde anhand der Identifikationsergebnisse die Modellordnung mit $M = 2$ und der Formparameter mit $\beta = 3$ festgelegt. Im Folgenden soll untersucht werden, ob diese Kombination auch in Hinblick auf den erreichbaren Regelfehler günstig ist. Dafür werden neben $M = 2$ und $\beta = 3$ auch die Werte $M = 1$ sowie $\beta = 1$ zugelassen, so dass sich insgesamt vier verschiedene Kombinationen ergeben. Alle vier Regler werden wiederum anhand der sinusförmigen und der linearen Bewegung getestet.

Die erzielten Regelfehler sind in Tabelle 6.2 aufgelistet, alle Werte sind Mittelwerte aus jeweils drei Messungen. Darüber hinaus ist auch die benötigte Ausführungszeit für einen Zyklus auf dem dSPACE-System dargestellt. Diese gibt die Berechnungsdauer des implementierten Algorithmus an, welche das Einlesen der Werte, die Berechnung sowie die Ausgabe der Stellgrößen umfasst. Sind alle Regler deaktiviert, liegt diese Zeit bei $29,83 \mu\text{s}$. Der maximal zulässige Wert für die Ausführungszeit ist die Taktzeit von $100 \mu\text{s}$. Die Verläufe der Regelfehler für einzelne Messungen sind in den Grafiken A.14 bis A.20 abgebildet.

Anhand der mittleren Regelfehler ist zu erkennen, dass eine höhere Anzahl an Reibzuständen auch bei der Regelung zu einem besseren Ergebnis führt. Im Gegensatz zur Identifikation

Tabelle 6.2: Ergebnisse Kompensationsregler und Kompensationsregler mit Störgrößenbeobachter

	$M=1$ $\beta = 1$	$M=1$ $\beta = 3$	$M=2$ $\beta = 1$	$M=2$ $\beta = 3$	$M = 2, \beta = 1$ mit Beobachter
RMSE Trajektorie A	4,39 nm	4,66 nm	2,71 nm	2,88 nm	2,31 nm
RMSE Trajektorie B	5,60 nm	9,93 nm	4,63 nm	5,25 nm	2,80 nm
Ausführungszeit	30,65 μs	33,01 μs	31,65 μs	33,90 μs	35,70 μs

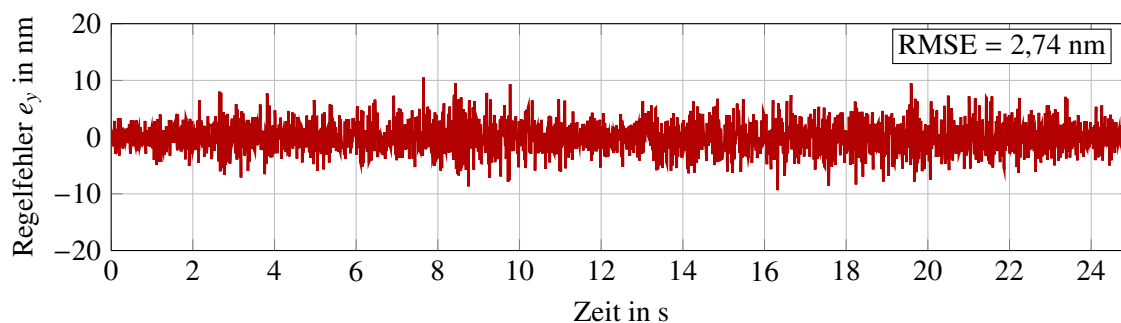


Abbildung 6.6: Regelfehler während der linearen Bewegung (Trajektorie B) unter Verwendung des Kompensationsreglers ($M = 2, \beta = 1$) mit zusätzlicher Störgrößenkompensation

führt jedoch die Wahl des Parameters $\beta = 3$ in beiden Fällen zu einem höheren Fehler. Aus diesem Grund wird im weiteren Verlauf stets das Reibmodell mit $M = 2$ und $\beta = 1$ verwendet.

Wird dieser Regler mit der zusätzlichen Störgrößenkompensation kombiniert, so lassen sich die Regelfehler noch einmal reduzieren. Die gemittelten Ergebnisse sind ebenfalls in Tabelle 6.2 aufgelistet. Für eine einzelne Messung anhand der linearen Trajektorie ist der Regelfehler in Abbildung 6.6 dargestellt. Es ist auffällig, dass besonders bei der linearen Bewegung der Regelfehler durch die Störgrößenkompensation noch einmal deutlich reduziert werden kann. Eine mögliche Begründung für diese Beobachtung ist, dass ortsabhängige Störungen wie Verschmutzungen oder Unebenheiten der Führungen erst bei längeren Bewegungen relevant sind. Diese können durch das Reibmodell nicht erfasst werden. Mit Hilfe der Störgrößenkompensation kann der negative Einfluss dieser unbekanntenen Effekte jedoch ausgeglichen werden.

Bei den Untersuchungen zum Kompensationsregler konnten keine Effekte wie bei dem adaptiven Zustandsregler beobachtet werden. Die Regelgüte ist unabhängig von der vorangegangenen Bewegung. Darüber hinaus konnten bei den Testtrajektorien sehr geringe Regelfehler erreicht werden, wodurch die besondere Leistungsfähigkeit dieses Konzeptes demonstriert wurde.

6.5 Mehrgrößenregelung durch Kompensation und Entkopplung

In diesem Abschnitt wird die Leistungsfähigkeit des entwickelten Regelungskonzeptes basierend auf einer Mehrgrößenregelung durch Kompensation und Entkopplung anhand der NPMM 200 demonstriert. Dazu wird zunächst nur die Bewegung in z -Richtung untersucht. Dedizierte Messungen und Ergebnisse zu den beiden anderen Achsen der NPMM 200 sowie weitere Ergebnisse zur Bewegung in z -Richtung sind im Anhang A.4.4 zu finden. Des

Weiteren erfolgt in diesem Abschnitt die Untersuchung der Wirksamkeit der Entkopplung auf Basis der Korrektur der Mess- und Sollwerte. Abschließend wird das Gesamtkonzept anhand von dreidimensionalen Bewegungen verifiziert.

6.5.1 z-Plattform

Der Regelfehler für die Lineare Bewegung von 1 cm Länge mit einer Geschwindigkeit von 1 mm/s entlang der z -Achse ist in Abbildung 6.7 dargestellt. Dabei wurde die z -Plattform von 1 mm auf 11 mm und zurück verfahren. Neben dem Regelfehler sind auch die Verläufe der Kippwinkel φ_a und φ_b abgebildet.

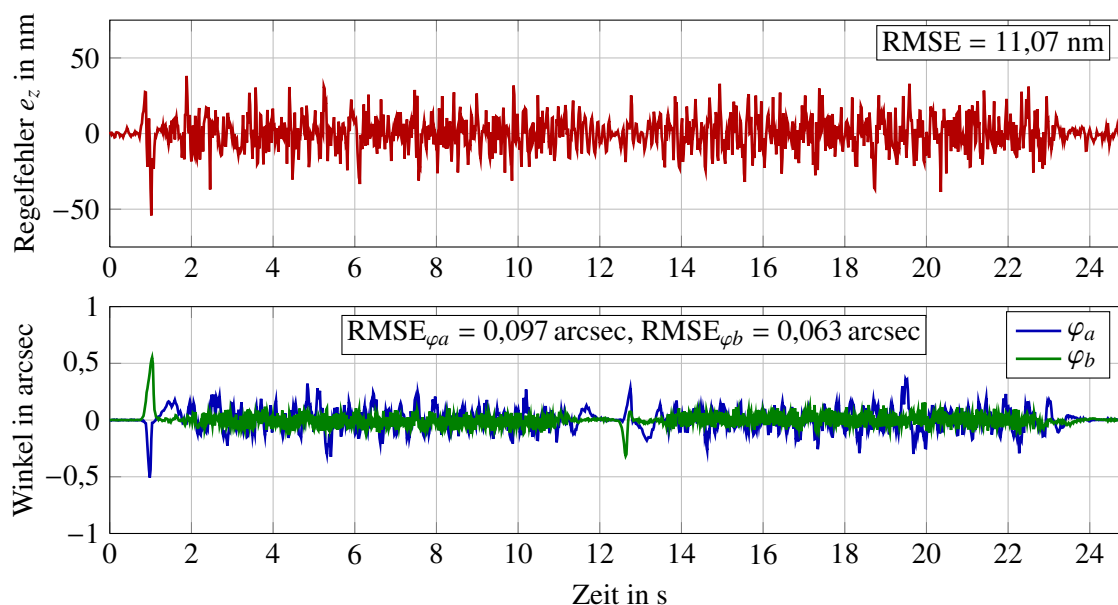


Abbildung 6.7: Positions- und Winkelfehler bei einer linearen Bewegung der NPM 200 in z -Richtung (Trajektorie B) unter Verwendung des Kompensationsreglers mit Störgrößenkompensation

Wie zu erkennen ist, kann die z -Plattform mit geringen Positions- und Winkelfehlern dynamisch in der Höhe positioniert werden. Die mittleren Winkelfehler liegen beide unterhalb von 0,1 arcsec und auch der Positionsfehler ist mit 11,07 nm sehr niedrig. Die maximalen Winkelfehler liegen während der Beschleunigung bei 0,5 arcsec. Im weiteren Verlauf bleiben beide Winkel deutlich unter 0,5 arcsec. Somit kann festgestellt werden, dass mit dem vorgestellten Regelungskonzept sowohl eine Entkopplung der beiden Winkel und der Position, als auch eine effektive Kompensation der Reibkräfte gewährleistet werden kann.

6.5.2 Datenkorrektur

Die Korrektur der Mess- und Sollwerte umfasst zum einen die Wechselwirkungen zwischen den Kippwinkeln und den Positionsmesswerten Δs_x , Δs_y , Δs_{z1} und Δs_{z2} (vgl. Gleichungen (4.50)–(4.53) und Abb. 4.10, 4.9) sowie zum anderen die Korrektur der Führungswinkel.

Aufgrund der variablen horizontalen Position des Drehpunktes der z -Plattform (vgl. Abschnitt 4.3.5) ist es nicht möglich, den Einfluss der Kippwinkel auf die z -Position immer korrekt zu berechnen. Aus diesem Grund ist auch eine Kompensation dieses Effektes nicht möglich. Dagegen konnte die Höhe des Drehpunktes sehr gut bestimmt werden. Somit ist es möglich die Positionsänderungen Δs_x und Δs_y zu berechnen und die Messwerte entsprechend zu korrigieren.

Prinzipiell sind die Achsen einer NPM über die Spiegelecke miteinander verkoppelt, da die Position und Winkellage der Spiegelecke die Regelgrößen sind. Besonders am Rand des Bewegungsbereiches kann unter gewissen Umständen ein Dauerschwingen des Systems beobachtet werden. Durch die Verkopplung des Systems über die Spiegelecke überträgt sich das Schwingen auf alle Achsen. Erfolgt nun eine Korrektur der Messdaten um die Positionsänderungen Δs_x und Δs_y , so kann das Dauerschwingen wirksam unterdrückt werden. Dieser Effekt ist in Abbildung 6.8 dargestellt. Es sind zum einen die Positionsregelfehler und zum anderen das Aktivierungssignal der Datenkorrektur zu sehen. Es handelt sich um eine Messung im Stand an den Koordinaten $s_x = 80$ mm, $s_y = 70$ mm, $s_z = 1$ mm. Es ist deutlich zu erkennen, dass das Schwingen verschwindet, wenn die Korrektur aktiv ist. Somit trägt diese Maßnahme zu einer wirksamen Entkopplung und zu einer Verbesserung der Positioniergenauigkeit bei.

Die Korrektur der Führungsfehler hat keinen ähnlich großen Effekt auf die Positioniergenauigkeit. So wurde beispielsweise die Kreisfahrt in Abbildung 6.10 ohne eine Korrektur der Führungsfehler durchgeführt, während bei der Fahrt in Abbildung A.25 die Führungsfehlerkorrektur aktiviert war. In beiden Abbildungen ist kein signifikanter Unterschied der Regelfehler zu erkennen.

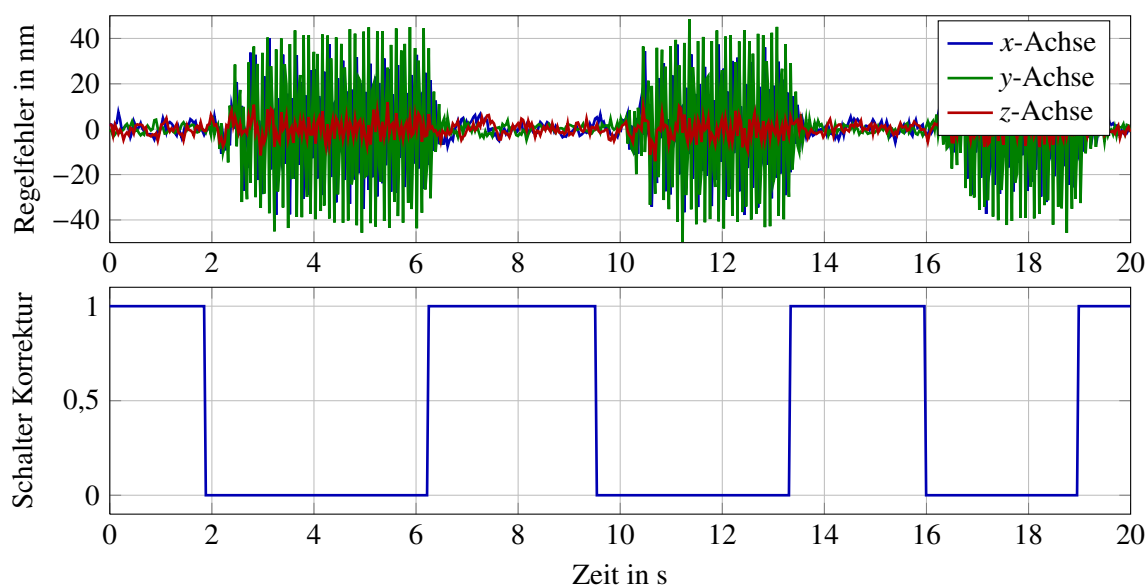


Abbildung 6.8: Einfluss der Korrektur der Positionsänderungen Δs_x und Δs_y auf die Positionsregelfehler

Wird dagegen wieder das Experiment aus Abschnitt 6.2 durchgeführt, bei dem die y -Achse sinusförmig bewegt wird, während die x -Achse stillsteht, kann die Wirksamkeit der Führungsfehlerkorrektur auch an der NPMM 200 gezeigt werden. Die Ergebnisse des Experimentes sind in Abbildung 6.9 zu sehen. Im Vergleich zu dem Experiment am zweiachsigen Demonstrator mit linearem Entkopplungsregler ist in Abb. 6.9 a) zu erkennen, dass auch ohne Berücksichtigung der Führungsfehler, die Position s_x sehr gut auf Null geregelt werden kann. Dies ist aufgrund der verwendeten Störbeobachtung und -kompensation möglich. Werden die Führungsfehler jedoch explizit berücksichtigt (Abb. 6.9 b)), so kann der Regelfehler der nicht bewegten Achse nochmals leicht reduziert werden. Der mittlere Fehler verringert sich um circa 1 nm.

Somit wurde die Funktionstüchtigkeit der Führungsfehlerkorrektur gezeigt, da deren Einfluss aber sehr gering bzw. bei den meisten Bewegungen nicht nachweisbar ist, wird bei den nachfolgenden Experimenten darauf verzichtet. Dies erscheint besonders in Hinblick auf die Größe der identifizierten Führungsfehler sinnvoll. Bis auf die Verdrehung der x - und y -Führung um die z -Achse (φ_{xz} , φ_{yz}) sind alle anderen Winkel kleiner als 1 arcmin, somit ist deren Einfluss noch deutlich kleiner als bei dem hier vorgestellten Experiment.

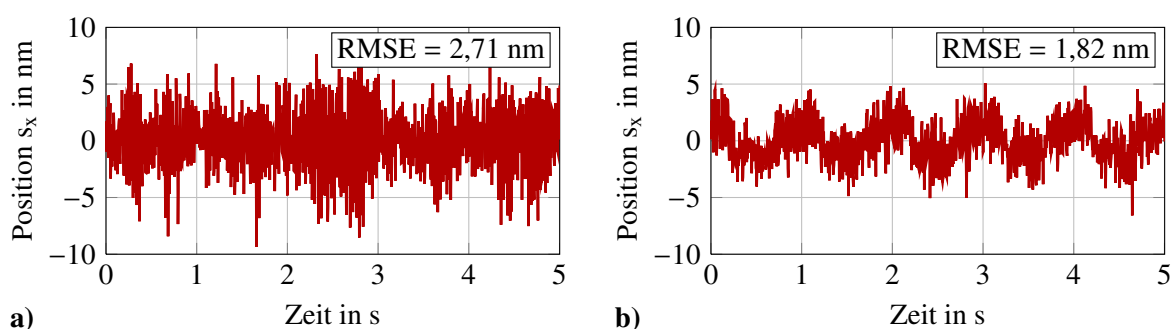


Abbildung 6.9: Positionsverlauf der nicht bewegten x -Achse während die y -Achse eine sinusförmige Bewegung vollzieht (Trajektorie A), a) ohne Berücksichtigung der Führungsfehler, b) mit Berücksichtigung der Führungsfehler

6.5.3 Bewegungen im Raum

Zum Abschluss der experimentellen Untersuchungen an der NPMM 200 wurden Bewegungen im Raum durchgeführt. Dabei handelt es sich um die am Anfang des Kapitels vorgestellten Kreise (Trajektorie C, D) sowie eine Linie in allen drei Achsen (Trajektorie E). Die genannten Experimente wurden mit dem entwickelten Mehrgrößenregler und zum Vergleich mit dem PID-basiertem Regelungssystem (vgl. Abschnitt 5.2) durchgeführt. Alle Ergebnisse sind in Tabelle 6.3 zusammengefasst. Bei den angegebenen Werten handelt es sich jeweils um Mittelwerte aus drei Messungen. Darüber hinaus sind die Achsgeschwindigkeiten und Regelfehler für den großen Kreis (Trajektorie D) in Abbildung 6.10 dargestellt. Die grafi-

Tabelle 6.3: Regelfehler für dreidimensionale Bewegungen der NPMM 200

	PID-Regler	Kompensationsregler mit Störkompensation
RMSE _{3D} Stand	3,50 nm	3,34 nm
RMSE _{3D} Linie (Trajektorie E)	207,22 nm	24,49 nm
RMSE _{3D} Kreis klein (Trajektorie C)	38,86 nm	3,72 nm
RMSE _{3D} Kreis groß (Trajektorie D)	227,90 nm	36,83 nm
Ausführungszeit	31,07 μ s	37,13 μ s

schen Auswertungen für die anderen Bewegungen sind im Anhang abgebildet (Abb. A.26–A.27).

Zunächst ist festzustellen, dass mit dem in dieser Arbeit entwickelten Mehrgrößenregelungssystem auf Basis von Kompensationsreglern sehr gute Regelgüten erzielt wurden. Der dreidimensionale mittlere quadratische Regelfehler liegt bei fast allen untersuchten Trajektorien im zweistelligen Nanometerbereich. Der RMSE_{3D} für den kleinen Kreis mit 10 μ m Durchmesser und 2 μ m/s Bahngeschwindigkeit liegt mit 3,72 nm sogar nur unwesentlich über dem Regelfehler im Stand. Dies sind in Anbetracht der Bahngeschwindigkeiten von bis zu 2 mm/s ausgezeichnete Ergebnisse.

Neben den Regelfehlern ist in Tabelle 6.3 auch die gemessene Ausführungszeit des jewei-

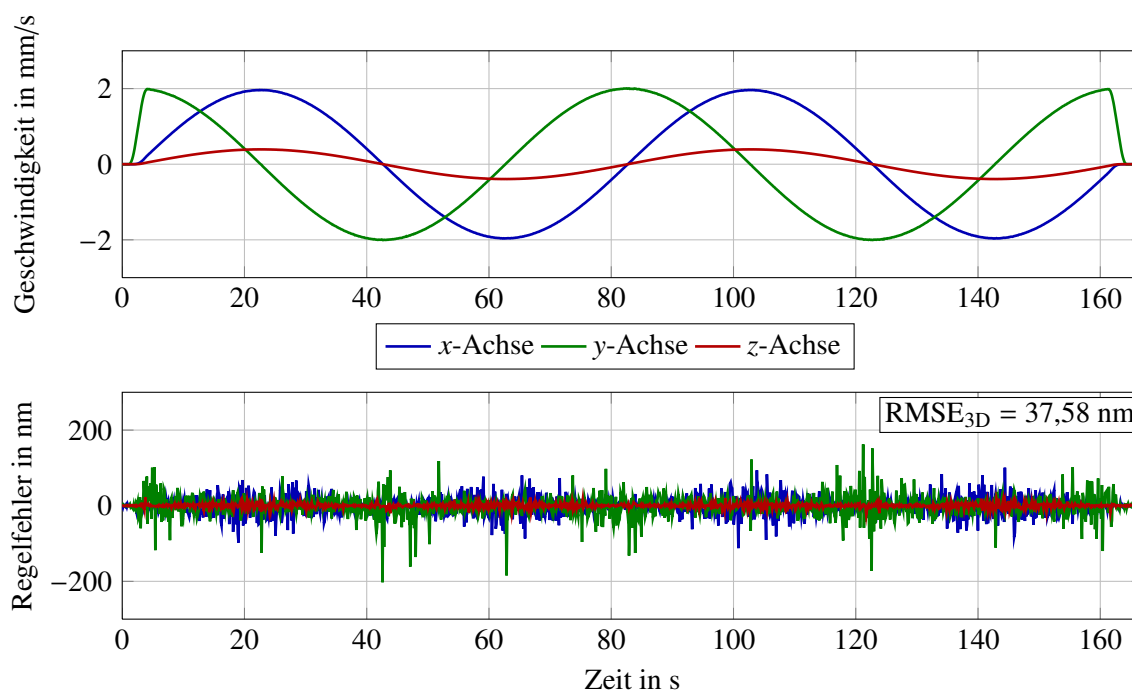


Abbildung 6.10: Geschwindigkeiten, sowie Regelfehler während einer Kreisfahrt (Trajektorie D) unter Verwendung des Kompensationsreglers mit Störgrößenkompensation für alle Achsen

ligen Regelungssystem aufgelistet. Trotz der beachtlichen Komplexität des Mehrgrößenreglers (drei verkoppelte Kompensationsregler mit erweitertem Kalman-Filter) erhöht sich die Ausführungszeit im Vergleich zu dem relativ einfachen Konzept mit PID-Reglern von $31,07 \mu\text{s}$ auf nur $37,13 \mu\text{s}$. Damit ist das entwickelte Regelungssystem nicht nur sehr leistungsstark, sondern auch besonders effizient bezüglich der Rechenkomplexität. Eine wesentliche Ursache dafür ist das verwendete Reibmodell, welches geschlossen differenzierbar ist und somit eine effiziente Implementierung des EKF ermöglicht.

6.6 Bewertung der Ergebnisse

Die experimentellen Untersuchungen dieser Arbeit wurden an verschiedenen Aufbauten durchgeführt. Lediglich für die Experimente, welche in Abschnitt 6.5 sowie in Anhang A.4.4 dokumentiert sind, wurde die NPMM 200 herangezogen. Ein Vergleich der Ergebnisse gleicher Trajektorien und Regler zeigt, dass die Regelfehler, welche mit dem Demonstrator erreicht werden, geringer als bei der NPMM 200 sind. Der mittlere Fehler für eine lineare Fahrt (Trajektorie B) entlang der y -Achse des zweiachsigen Demonstrators mit Kompensationsregler und Störgrößenkompensation ($M = 2$, $\beta = 1$) liegt bei $2,8 \text{ nm}$ (vgl. Tabelle 6.2). Unter den gleichen Bedingungen ist der Fehler bei der NPMM 200 je nach bewegter Achse $13,4 \text{ nm}$ bzw. $15,27 \text{ nm}$ groß (vgl. Tabelle A.1). Für die Sinus-Trajektorie liegen die Unterschiede in der gleichen Größenordnung.

Da sich beide Aufbauten in wesentlichen mechanischen und elektrischen Komponenten voneinander unterscheiden, ist es nicht ohne weiteres möglich, die Gründe für die unterschiedliche Performance zu ermitteln. Für eine genaue Analyse sind weiterführende Untersuchungen notwendig. Zu den offensichtlichsten Unterschieden signifikanter Komponenten, welche einen Einfluss auf die Regelgüte haben, zählt unter anderem die Dynamik des Antriebssystems. Während die Grenzfrequenz beim zweiachsigen Demonstrator bei ca. 11 kHz liegt, ist sie bei der NPMM 200 mit $6,66 \text{ kHz}$ (x -, y -Achse) und $7,69 \text{ kHz}$ (z -Achse) deutlich geringer. Des Weiteren werden die Echtzeitsysteme, welche zur Steuerung und Regelung eingesetzt werden mit unterschiedlichen Taktzeiten betrieben (Demonstrator: 10 kHz , NPMM 200: $8\frac{1}{3} \text{ kHz}$). Darüber hinaus gibt es einen deutlichen Unterschied in den bewegten Massen (Demonstrator: $13,8 \text{ kg}$ und $25,2 \text{ kg}$, NPMM 200: $142,2 \text{ kg}$, $127,0 \text{ kg}$ und $25,7 \text{ kg}$).

Aus diesen Gründen ist es sinnvoll, für eine Bewertung der erreichten Ergebnisse, zunächst die Untersuchungen am zweiachsigen Demonstrator heranzuziehen und mit den Ergebnissen aus der Arbeit von Amthor [5] zu vergleichen. In beiden Arbeiten wurde derselbe mechanische Aufbau und das identischen Echtzeitsystem verwendet. Die erzielten Ergebnisse sind in Tabelle 6.4 gegenübergestellt. Sowohl für die sinusförmige als auch für die lineare Bewegung konnte der RMSE nocheinmal deutlich verringert werden. Die angegebenen Fehler

Tabelle 6.4: Vergleich der Ergebnisse am zweiachsigen Demonstrator bei Bewegung in y-Richtung

	Amthor [5]	Abschnitt 6.4
RMSE Trajektorie A	14,32 nm	2,3 nm
RMSE Trajektorie B	14,81 nm	2,8 nm

entsprechen einer Reduzierung um Faktor 6 bzw. 5. Dieser Vergleich zeigt zunächst für eine Achse die Leistungsfähigkeit des entwickelten Konzeptes mit integriertem Reibmodell.

Ein zweiter Vergleich ist in Tabelle 6.5 zu finden. Dabei handelt es sich um die Regelfehler verschiedener Kreisfahrten. Leider stimmen die Durchmesser und Bahngeschwindigkeiten nicht überein, wodurch ein direkter Vergleich schwierig ist. Darüber hinaus werden Fahrten am zweiachsigen Demonstrator mit dem Konzept von Amthor [5] Fahrten an der NPMM 200 mit dem vorgestellten Mehrgrößenregelungssystem gegenübergestellt. Die dargestellten Ergebnisse sind besonders in Hinblick auf die Leistungsunterschiede der beiden Aufbauten bei Einzelachsmessungen beeindruckend. Die Bahngeschwindigkeit des ersten Kreises ist am Demonstrator um 50% höher als an der NPMM 200, während die Durchmesser übereinstimmen. Der Regelfehler skaliert nicht im gleichen Verhältnis und ist damit an der NPMM 200 geringer als erwartet. Beim zweiten Kreis ist die Bahngeschwindigkeit an der NPMM 200 um Faktor 10 höher ist als am Demonstrator, dennoch wird ein kleinerer Regelfehler erreicht. Diese Ergebnisse zeigen den klaren Vorteil des entwickelten Konzeptes mit integriertem Reibmodell und Entkopplung der Bewegungsachsen gegenüber dem dezentralen Regelungskonzept von Amthor [5].

Tabelle 6.5: Vergleich Kreisfahrt zwischen zweiachsigen Demonstrator (Amthor [5]) und NPMM 200 (vgl. Abbildungen A.26 und 6.10)

	Amthor [5]	Abschnitt 6.5
Durchmesser	10 μm	10 μm
Bahngeschwindigkeit	3 $\mu\text{m/s}$	2 $\mu\text{m/s}$
RMSE _{2D} bzw. RMSE _{3D}	10,19 nm	3,73 nm
Durchmesser	1 mm	5 cm
Bahngeschwindigkeit	0,3 mm/s	3 mm/s
RMSE _{2D} bzw. RMSE _{3D}	45,74 nm	37,58 nm

7 Zusammenfassung und Ausblick

Die Anzahl der messtechnischen Anwendungen, in denen Objekte sowie deren Oberflächen dreidimensional mit Nanometerpräzision vermessen und charakterisiert werden müssen, nimmt stetig zu. Dabei wachsen zum einen die Messbereiche und zum anderen erhöht sich die geforderte Präzision auf Subnanometer. Bei den eingesetzten Messsystemen handelt es sich um komplexe mehrachsige Messgeräte, welche in der Lage sind, nahezu beliebige Objekte dreidimensional zu vermessen. Das Messobjekt wird auf einem Positioniertisch platziert, welcher translatorisch und rotatorisch unter einem Tastsystem bewegt werden kann.

Zum Erreichen der geforderten Messunsicherheiten müssen diese Geräte im Vakuum betrieben werden. Daraus ergeben sich wiederum besondere Anforderungen für den mechanischen Aufbau. Damit entsprechend große Messbereiche im Vakuum realisiert werden können, ist der Positioniertisch auf Wälzkörperführungen gelagert. Die in diesen Führungen auftretende Reibung besitzt bei sehr kleinen und langsamen Bewegungen ein stark nichtlineares Verhalten, welches die Positioniergenauigkeit während der Bewegung verringert.

Die vergrößerten Messbereiche führen bei Oberflächenmessungen zu einer quadratisch vergrößerten Messzeit, wenn die örtliche Auflösung der Messpunkte beibehalten werden soll. Eine Erhöhung der Messgeschwindigkeit kann durch eine Erhöhung der Verfahrensgeschwindigkeit zwischen einzelnen Messpunkten oder durch ein scannendes Messen, also eine Messwertaufnahme während der Bewegung, erreicht werden. In beiden Fällen ist eine erhöhte Positioniergenauigkeit während der Bewegung notwendig.

In der vorliegenden Arbeit wurde anhand verschiedener experimenteller Aufbauten ein modellbasiertes Regelungskonzept für die NPMM 200, eine mehrachsige Nanopositionier- und Nanomessmaschine mit einem Bewegungsbereich von $200 \times 200 \times 25 \text{ mm}^3$, entwickelt. Zielstellung war es, eine signifikante Verringerung der Regelfehler während der Bewegung zu erreichen. Dabei wurden zwei Ansätze verfolgt. Zum einen eine effektive Kompensation der in den Führungen auftretenden Reibkraft, zum anderen eine explizite Berücksichtigung der Verkopplungen zwischen den verschiedenen Messachsen.

Ausgangspunkt für den modellbasierten Regelungsentwurf ist eine Modellierung sämtlicher für die Regelung relevanter Komponenten des Zielsystems. Dies umfasst das Sensorsystem, das Antriebssystem sowie den mechanischen Aufbau. Dabei wurde die Modellierung der Reibkraft, aus den genannten Gründen, mit besonderer Sorgfalt durchgeführt. Es wurden verschiedene, aus der Literatur bekannte Reibmodelle auf ihre Eignung zum Einsatz in einem

dynamischen Regelungskonzept untersucht. In Vorarbeiten konnte mit Hilfe dynamischer Reibmodelle, welche adaptiv gestaltet wurden, die Reibkraft effektiv kompensiert werden (GMS [119], DNLRX [4]). Mit diesen Kenntnissen und mit dem Wunsch das Reibmodell direkt in den Entwurf eines Zustandsreglers einfließen zu lassen, wurde das MSD-Modell entwickelt. Zum Abschluss der Modellbildung wurden die unbekannt Systemparameter experimentell identifiziert. Dabei wurde auch die Ordnung des Reibmodells festgelegt.

Mit Hilfe des erstellten Systemmodells wurden mehrere Regelungsansätze untersucht. So wurde die Reibkraftkompensation für eine translatorische Achse mit einem adaptiven Zustandsregler und einem nichtlinearen Kompensationsregler mit zusätzlicher Störgrößenkompensation erprobt. Bei dem adaptiven Zustandsregler werden Reibparameter mittels rekursiver Regression nachgeführt. Das nichtlineare Reibmodell (MSD) kommt nur beim Kompensationsregler zum Einsatz. Die inneren Zustände des Reibmodells werden dabei mit einem erweiterten Kalman-Filter geschätzt.

Die Entkopplung wurde zunächst mit einem linearen Entkopplungsregler nach Falb-Wolowich [36] untersucht, bevor das komplette Regelungssystem für das Zielsystem, die NPMM 200, basierend auf einem nichtlinearen Entkopplungsregler aufgestellt wurde. Durch dieses schrittweise Vorgehen konnte der Einfluss verschiedener Komponenten getrennt voneinander untersucht werden. Darüber hinaus war es möglich Teilaspekte an einem anderem, weniger komplexen, System zu erproben. Dieser zweiachsige Demonstrator war bereits Gegenstand von Arbeiten bezüglich Reibkraftkompensation bei dynamischer Präzisionspositionierung. Somit konnte auch eine Vergleichbarkeit der erzielten Ergebnisse gewährleistet werden.

Die experimentellen Untersuchungen in dieser Arbeit wurden dementsprechend an zwei verschiedenen Aufbauten durchgeführt. An dem zweiachsigen Demonstrator konnte gezeigt werden, dass der Kompensationsregler dem adaptiven Zustandsregler überlegen ist. Das betrifft die dynamische Regelabweichung sowie auch die Robustheit des eingesetzten Schätzverfahrens (EKF gegenüber rekursiver Regression). Die erzielten Ergebnisse übertreffen dabei alle bisherigen Untersuchungen an diesem experimentellen Aufbau.

Erst das Gesamtkonzept bestehend aus einer Mehrgrößenregelung durch Kompensation und Entkopplung wurde an der NPMM 200 erprobt. Es konnte die präzise Regelung der drei translatorischen sowie zweier rotatorischer Achsen erfolgreich demonstriert werden. Dabei wurde bei Einzelachsmessungen festgestellt, dass die erreichbare Regelgüte unter der des zweiachsigen Demonstrators liegt. Bei dreidimensionalen Bewegungen hat sich der Vorteil der expliziten Berücksichtigung von mechanischen Verkopplungen jedoch deutlich gezeigt und es konnten signifikant bessere Ergebnisse als bei vergleichbaren Messungen am Demonstrator erzielt werden.

Im Rahmen der experimentellen Untersuchungen konnte die Funktionstüchtigkeit aller entwickelten Regelungskonzepte nachgewiesen werden. Darüber hinaus war es möglich, Be-

wegungen im Raum mit einer Positionierabweichung durchzuführen, die bisher für wälzkörpergeführte Messsysteme nicht erreicht wurde.

Wenn eine weitere Verringerung der Regelfehler angestrebt wird, ergeben sich zwei mögliche Ansatzpunkte. Zum einen eine Optimierung der Regelungsalgorithmen und zum anderen eine Optimierung der eingesetzten Hardware. Eine Verbesserung auf Seite der Algorithmen kann nur mit einem verbesserten Systemmodell gelingen. In dieser Arbeit war es beispielsweise nicht möglich, die horizontale Position des Drehpunktes der z -Plattform zuverlässig zu bestimmen. Daher war eine Korrektur der entsprechenden Verkopplungen nicht möglich. Gelingt es, die Verschiebung des Drehpunktes zu modellieren, ist eine weitere Verbesserung der Regelgüte wahrscheinlich.

Soll die eingesetzte Hardware optimiert werden, so ergeben sich zahlreiche Möglichkeiten. So ist eine Erhöhung der Auflösung der Messsysteme denkbar. Außerdem hat sich gezeigt, dass die Grenzfrequenz des Antriebssystems verglichen mit anderen Aufbauten geringer ist. Der Einsatz anderer Antriebe mit einer höheren Grenzfrequenz wird die Dynamik des Gesamtsystems positiv beeinflussen. Die in dieser Arbeit untersuchten Regelungsalgorithmen wurden auf einem Rapid-Control-Prototyping-System (dSPACE) implementiert. Werden diese auf der FPGA-basierten Zielhardware (PXI) implementiert, ist eine deutliche Erhöhung der Abtastfrequenz möglich. Bereits durchgeführte Untersuchungen auf diesem Gebiet [122] haben gezeigt, dass damit eine signifikante Verringerung der Regelfehler erreicht wird, selbst wenn das Antriebssystem unverändert bleibt.

Als Letztes ist noch eine Optimierung des mechanischen Aufbaus denkbar. So wurde im Rahmen dieser Arbeit gezeigt, dass die verwendete Kombination aus Wälzkörper und Käfig ebenfalls einen großen Einfluss auf die Regelgüte besitzt.

Anhang

A.1 Reibprüfstand

Als Vorbild für den prinzipiellen Aufbau dieses Reibprüfstandes dienten Tribometer, welche an der Katholieke Universiteit Leuven entwickelt wurden [76, 67]. Der Reibprüfstand besteht aus zwei übereinander angeordneten Schlitten, die jeweils auf den zu untersuchenden Führungen gelagert sind. Durch einen Tauchspulenantrieb (BEI kimco magnetics, LA13-30-000) wird der untere Schlitten in Bewegung versetzt. Der obere Schlitten ist über einen Kraftsensor (Kistler, Typ 9207) mit dem festen Gestell verbunden und somit quasi ortsfest. Bewegt sich der untere Schlitten, angetrieben durch den Motor, so wirkt über die Führungen eine Kraft auf den oberen Schlitten. Da der obere Schlitten nicht beschleunigt werden kann, entspricht die vom Sensor gemessene Kraft der Reibkraft in den oberen Führungen. Aufgrund dieses mechanischen Aufbaus wird der Einfluss der Trägheitskraft auf die Messergebnisse eliminiert. Die Position des unteren Schlittens wird mittels Laserinterferometer (SIOS, Typ SP 500 [100]) erfasst. Somit ist eine Positionsregelung möglich und es kann der Verlauf der Reibkraft für eine durchgeführte Bewegung ermittelt werden.

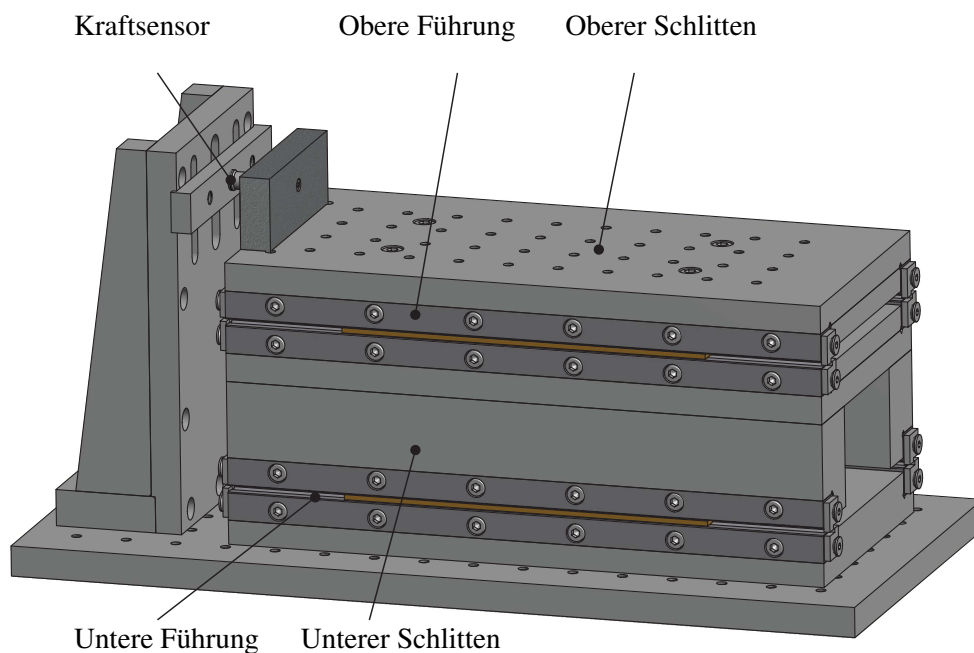


Abbildung A.1: CAD Modell Reibprüfstand

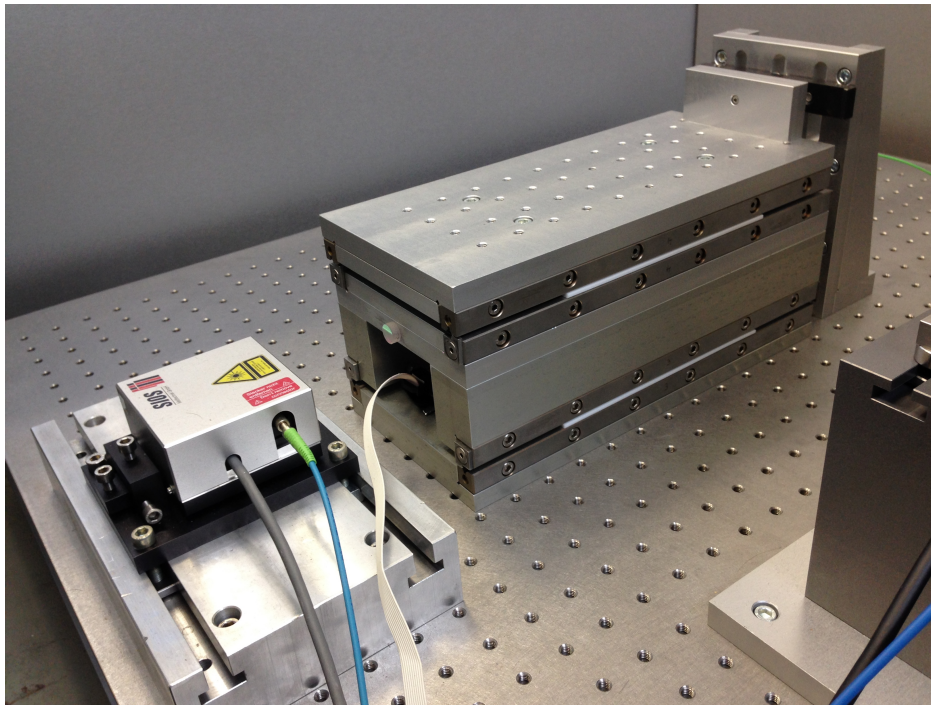


Abbildung A.2: Reibprüfstand

A.2 CAD Daten NPMM 200

A.2.1 Abstände der z-Aktoren von den Drehachsen

$a_{z0} = 0,0682 \text{ m}$	$a_{z1} = 0,2352 \text{ m}$	$a_{z2} = 0,0682 \text{ m}$
$b_{z0} = 0,2206 \text{ m}$	$b_{z1} = 0 \text{ m}$	$b_{z2} = 0,2206 \text{ m}$
$x_{z0} = 0,1078 \text{ m}$	$x_{z1} = 0,1663 \text{ m}$	$x_{z2} = 0,2042 \text{ m}$
$y_{z0} = 0,2042 \text{ m}$	$y_{z1} = 0,1663, \text{ m}$	$y_{z2} = 0,1078 \text{ m}$

A.2.2 Hauptträgheitsmomente der z-Plattform

$J_a = 0,3691 \text{ kg/m}^2$	$J_b = 0,5537 \text{ kg/m}^2$	$J_c = 0,7951 \text{ kg/m}^2$
-------------------------------	-------------------------------	-------------------------------

A.2.3 Befestigung z-Führung

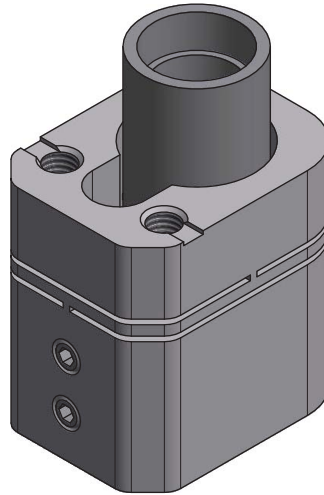


Abbildung A.3: Befestigung der z-Führung

A.3 Modellbildung

A.3.1 Identifikation Kraft–Strom–Kennlinie z-Aktoren

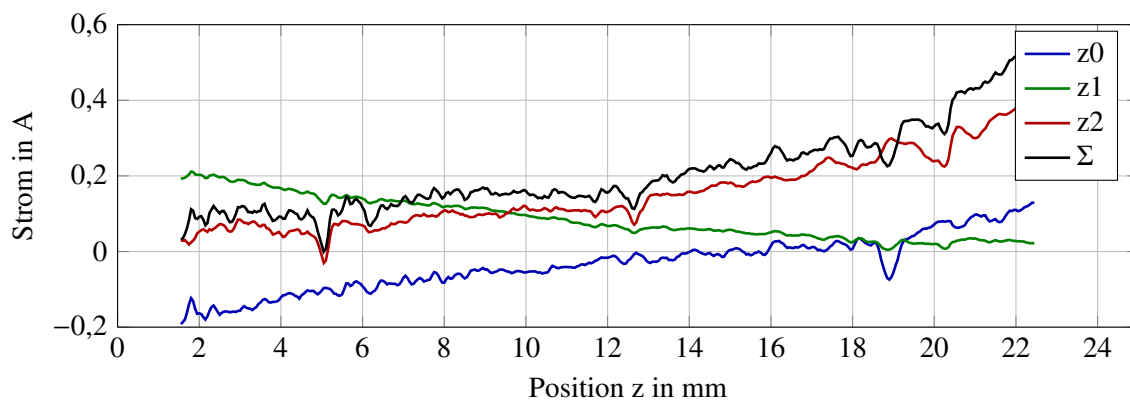


Abbildung A.4: Stromverlauf in Abhängigkeit der Position gemittelt über Hin- und Rückfahrt sowie drei Messungen ohne Zusatzmasse

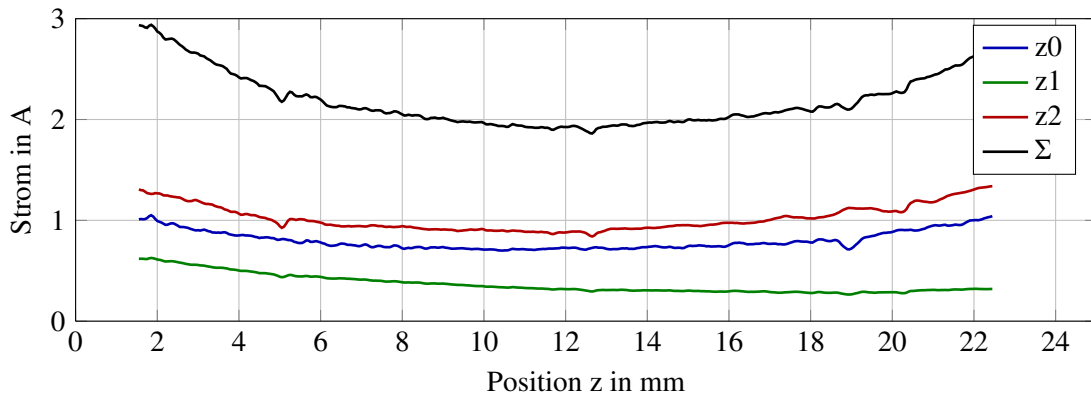


Abbildung A.5: Stromverlauf in Abhängigkeit der Position gemittelt über Hin- und Rückfahrt sowie drei Messungen mit Zusatzmasse

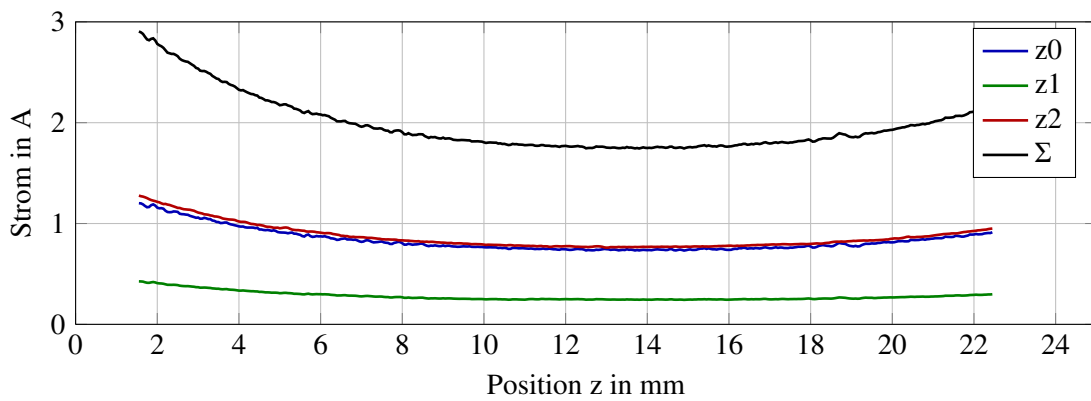


Abbildung A.6: Differenz der Stromverläufe aus Abb. A.5 und Abb. A.4

A.3.2 Einfluss der Führungsfehler auf die gemessenen Positionen

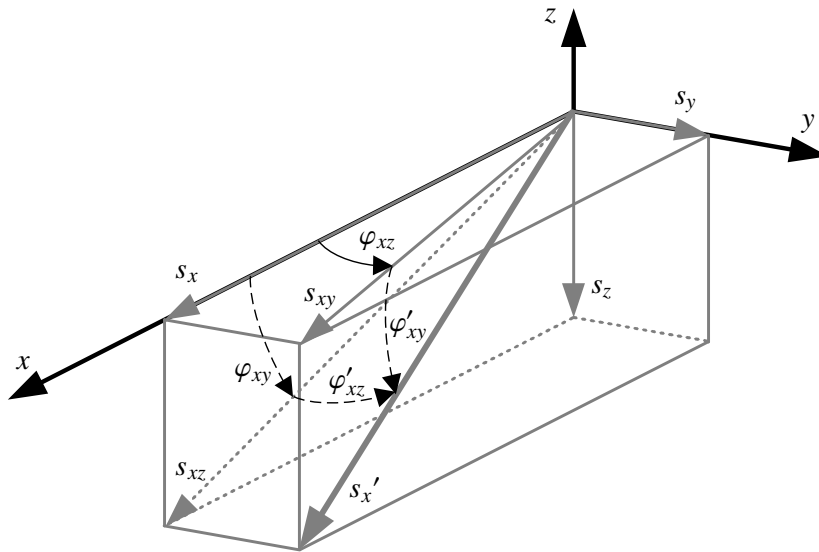


Abbildung A.7: Einfluss des Führungsfehlers der x-Achse auf die gemessenen Positionen

Für eine Bewegung nur in s'_x -Richtung gelten die in Abbildung A.7 dargestellten Beziehungen. Die Längen s_{xy} und s_{xz} können mit Hilfe folgender Winkelbeziehungen berechnet werden:

$$s_{xy} = \frac{s_z}{\tan \varphi'_{xy}} = \frac{s_y}{\sin \varphi_{xz}}$$

$$s_{xz} = \frac{s_y}{\tan \varphi'_{xz}} = \frac{s_z}{\sin \varphi_{xy}}$$

Somit gilt für die Hilfswinkel

$$\tan \varphi'_{xy} = \sin \varphi_{xz} \frac{s_z}{s_y} \quad (\text{A.1})$$

$$\tan \varphi'_{xz} = \sin \varphi_{xy} \frac{s_y}{s_z}. \quad (\text{A.2})$$

Mit Hilfe der Tangensbeziehungen $\tan \varphi_{xy} = s_z/s_x$ und $\tan \varphi_{xz} = s_y/s_x$ kann die Gleichung

$$\frac{s_y}{s_z} = \frac{\tan \varphi_{xz}}{\tan \varphi_{xy}} \quad (\text{A.3})$$

aufgestellt werden. Durch die Verknüpfung von Glg. (A.1) mit Glg. (A.3) und von Glg. (A.2) mit Glg. (A.3) können die beiden Hilfswinkel aus den Drehwinkeln der Führungen berechnet werden:

$$\tan \varphi'_{xz} = \tan \varphi_{xz} \cos \varphi_{xy}$$

$$\tan \varphi'_{xy} = \tan \varphi_{xy} \cos \varphi_{xz}.$$

Somit ergeben sich die gemessenen Positionswerte aufgrund einer Bewegung entlang der x -Führungen zu:

$$\begin{aligned} s_x &= s_x' \cos \varphi'_{xy} \cos \varphi_{xz} \\ s_y &= s_x' \sin \varphi'_{xz} \\ s_z &= -s_x' \sin \varphi'_{xy}. \end{aligned}$$

Die Beziehungen für die beiden anderen Führungen können auf die gleiche Weise hergeleitet werden. Für eine Bewegung in allen drei Achsen können die gemessenen Positionen aus den zurückgelegten Wegen entlang der Führungen nach den folgenden Gleichungen berechnet werden:

$$s_x = s_x' \cos \varphi'_{xy} \cos \varphi_{xz} - s_y' \sin \varphi'_{yz} + s_z' \sin \varphi'_{zy} \quad (\text{A.4})$$

$$s_y = s_y' \cos \varphi'_{yx} \cos \varphi_{yz} + s_x' \sin \varphi'_{xz} - s_z' \sin \varphi'_{zx} \quad (\text{A.5})$$

$$s_z = s_z' \cos \varphi'_{zx} \cos \varphi_{zy} - s_x' \sin \varphi'_{xy} + s_y' \sin \varphi'_{yx} \quad (\text{A.6})$$

Für die Berechnung der Hilfswinkel werden die folgenden Beziehungen genutzt:

$$\begin{aligned} \varphi'_{xy} &= \arctan(\tan \varphi_{xy} \cos \varphi_{xz}) \\ \varphi'_{xz} &= \arctan(\tan \varphi_{xz} \cos \varphi_{xy}) \\ \varphi'_{yx} &= \arctan(\tan \varphi_{yx} \cos \varphi_{yz}) \\ \varphi'_{yz} &= \arctan(\tan \varphi_{yz} \cos \varphi_{yx}) \\ \varphi'_{zx} &= \arctan(\tan \varphi_{zx} \cos \varphi_{zy}) \\ \varphi'_{zy} &= \arctan(\tan \varphi_{zy} \cos \varphi_{zx}). \end{aligned}$$

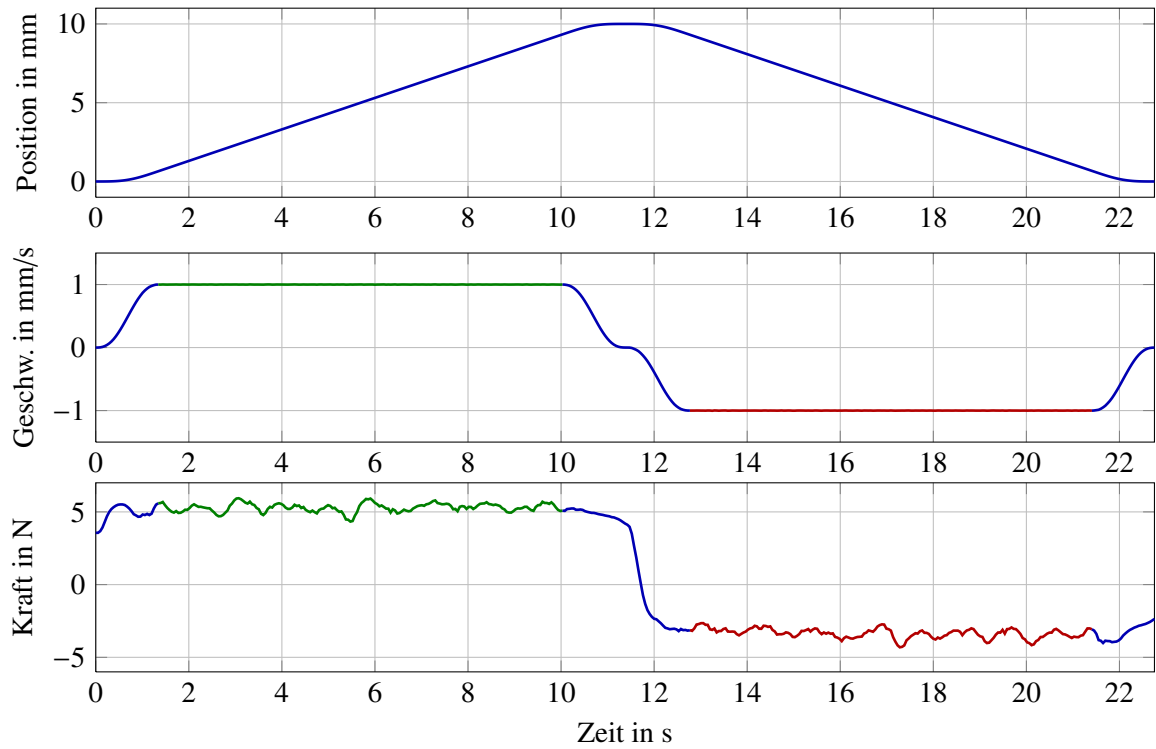


Abbildung A.8: Verlauf von Position, Geschwindigkeit und Antriebskraft für ein Experiment zur Bestimmung der Stribeckkurve, die Bereiche konstanter Geschwindigkeiten sind farblich markiert

A.3.3 Position Drehpunkt

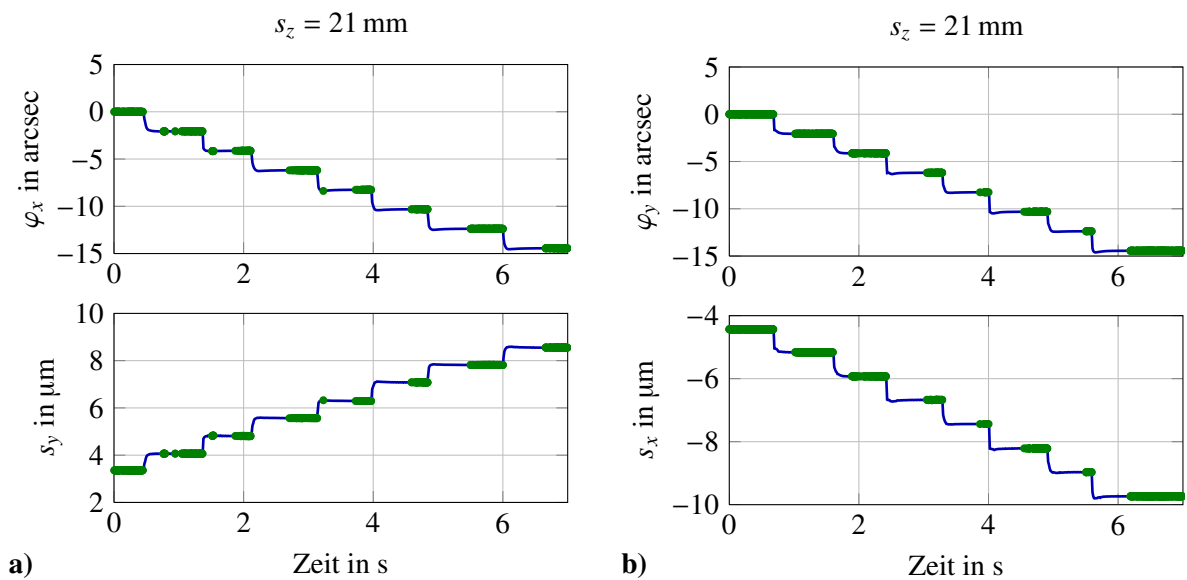


Abbildung A.9: Verlauf der Positionen bei Vorgabe der Kippwinkel **a)** φ_x und s_y **b)** φ_y und s_x

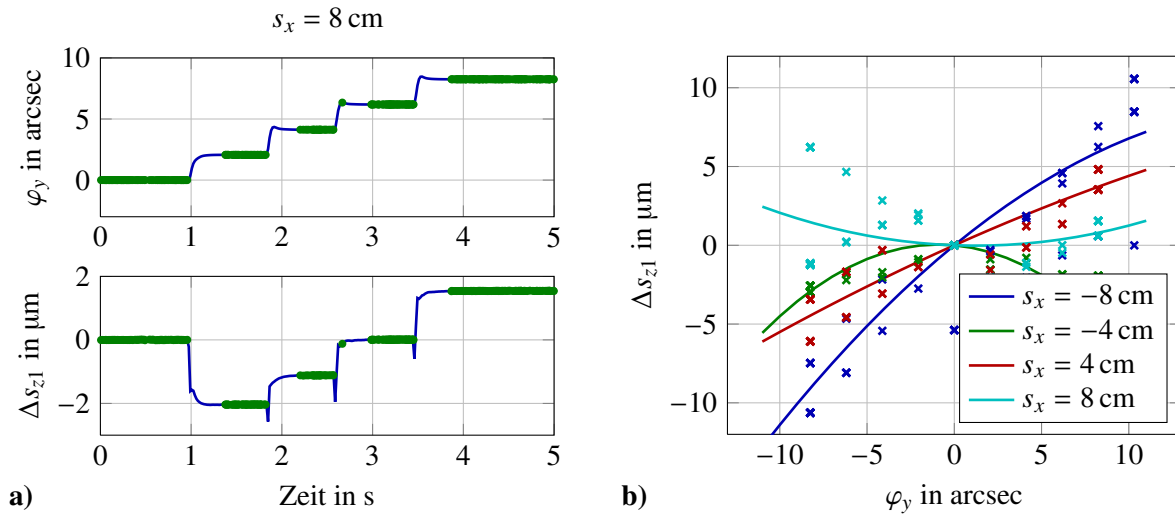


Abbildung A.10: a) Vorgabe des Winkels φ_y und resultierende Positionaenderung Δs_{z1} b) Resultat mehrerer Experimente und Fit einer quadratischen Funktion

A.4 Leistungsbewertung

A.4.1 Entkopplungsregler – Demonstrator

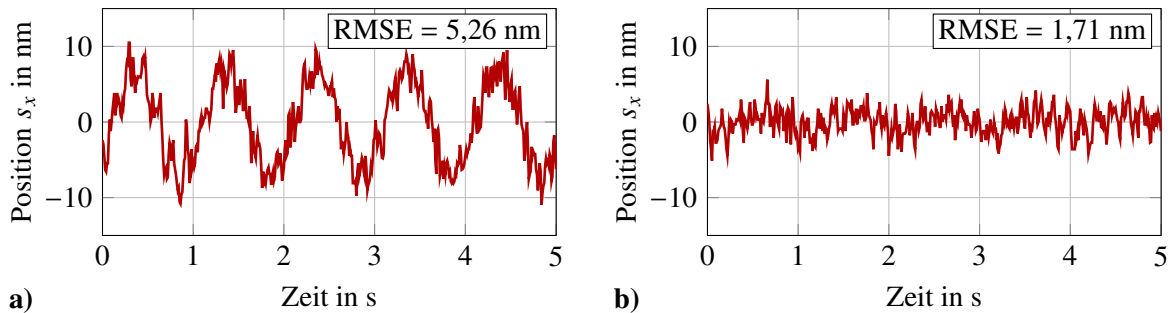


Abbildung A.11: Positionsverlauf der nicht bewegten x -Achse während die y -Achse eine sinusförmige Bewegung (Trajektorie A) vollzieht, **a)** ohne Berücksichtigung der Führungsfehler, **b)** mit Berücksichtigung der Führungsfehler

A.4.2 Adaptiver Zustandsregler – Demonstrator

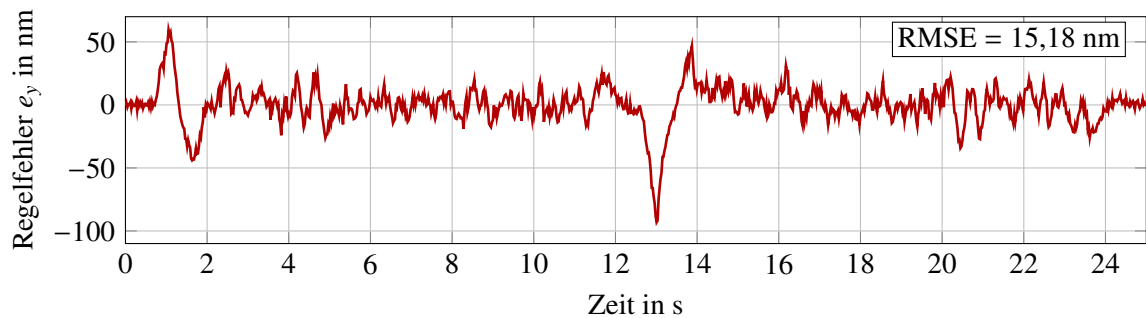


Abbildung A.12: Regelfehler während der linearen Bewegung (Trajektorie B) entlang der y-Achse unter Verwendung des adaptiven Zustandsreglers, das Experiment wurde unmittelbar nach einer gleichen linearen Bewegung durchgeführt

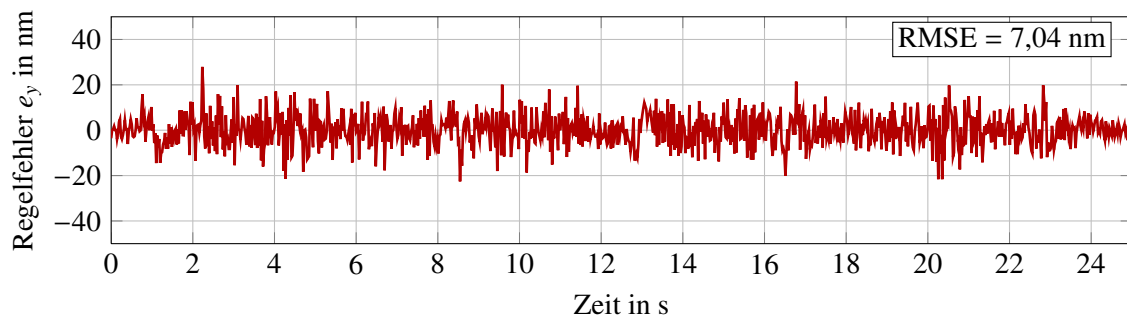


Abbildung A.13: Regelfehler während der linearen Bewegung (Trajektorie B) entlang der y-Achse unter Verwendung des adaptiven Zustandsreglers mit Störgrößenkompensation

A.4.3 Kompensationsregler – Demonstrator

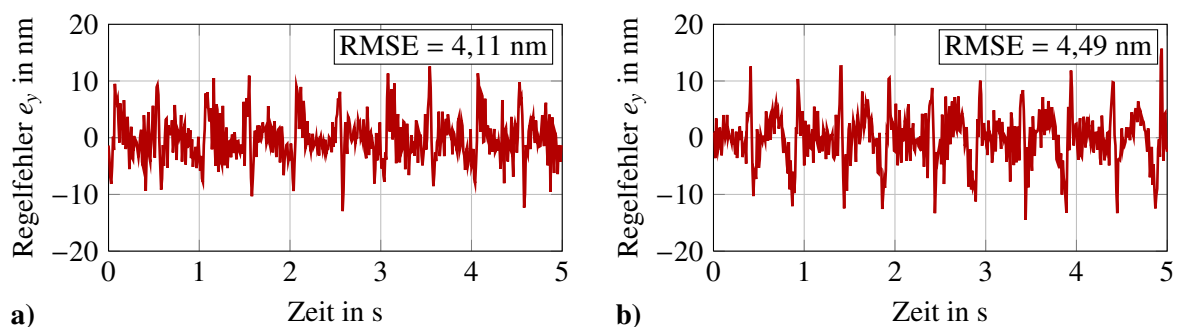


Abbildung A.14: Regelfehler während sinusförmiger Bewegung (Trajektorie A) entlang der y-Achse unter Verwendung des Kompensationsreglers mit $M = 1$, a) $\beta = 1$, b) $\beta = 3$

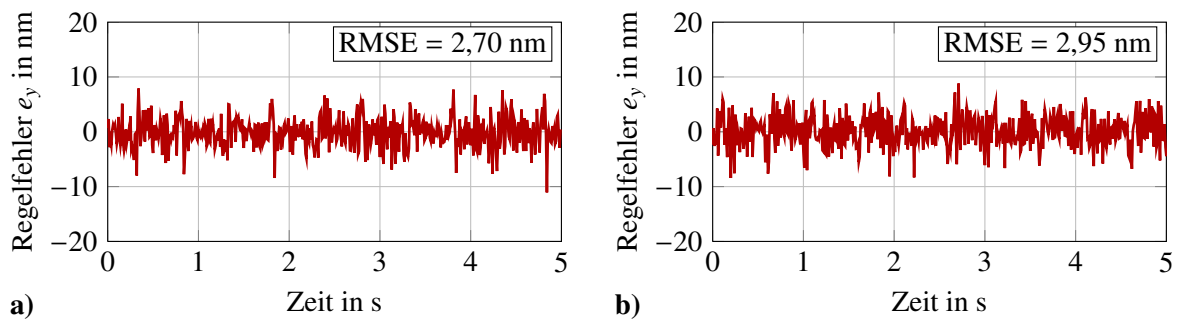


Abbildung A.15: Regelfehler während sinusförmiger Bewegung (Trajektorie A) entlang der y-Achse unter Verwendung des Kompensationsreglers mit $M = 2$, **a)** $\beta = 1$, **b)** $\beta = 3$

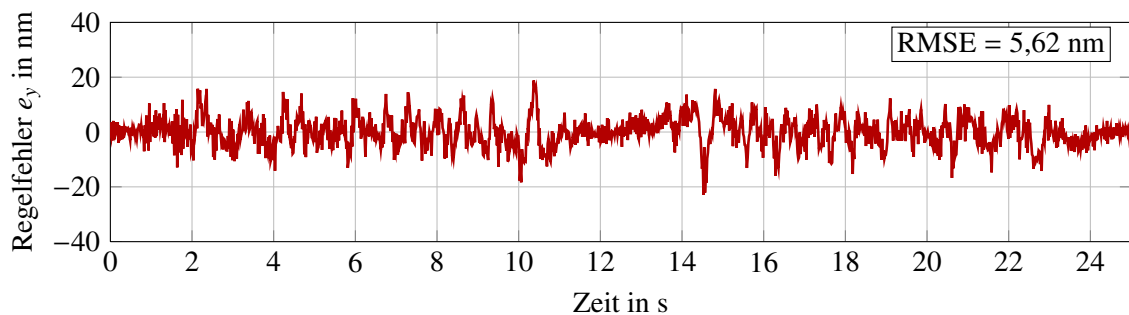


Abbildung A.16: Regelfehler während der linearen Bewegung (Trajektorie B) entlang der y-Achse unter Verwendung des Kompensationsreglers ($M = 1, \beta = 1$)

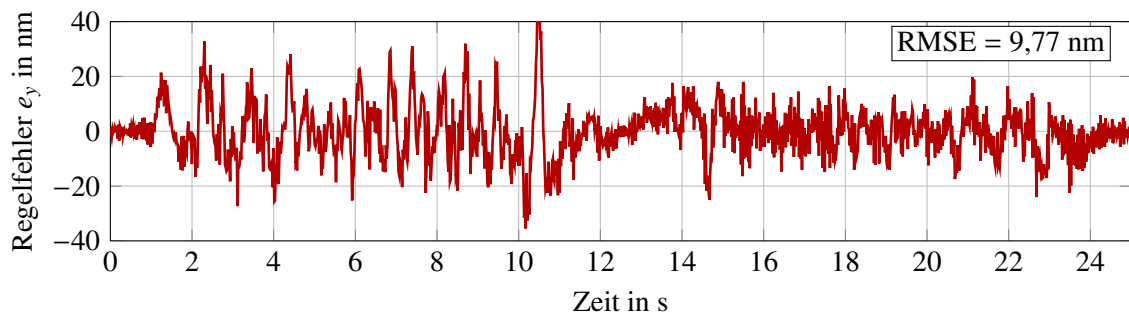


Abbildung A.17: Regelfehler während der linearen Bewegung (Trajektorie B) entlang der y-Achse unter Verwendung des Kompensationsreglers ($M = 1, \beta = 3$)

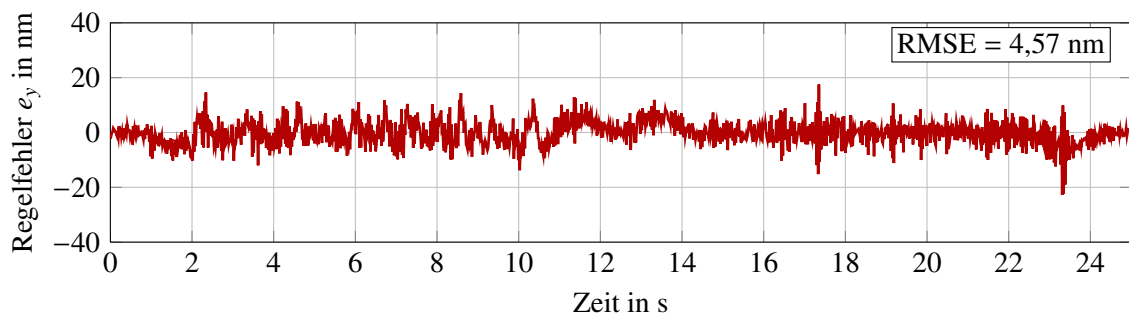


Abbildung A.18: Regelfehler während der linearen Bewegung (Trajektorie B) entlang der y-Achse unter Verwendung des Kompensationsreglers ($M = 2, \beta = 1$)

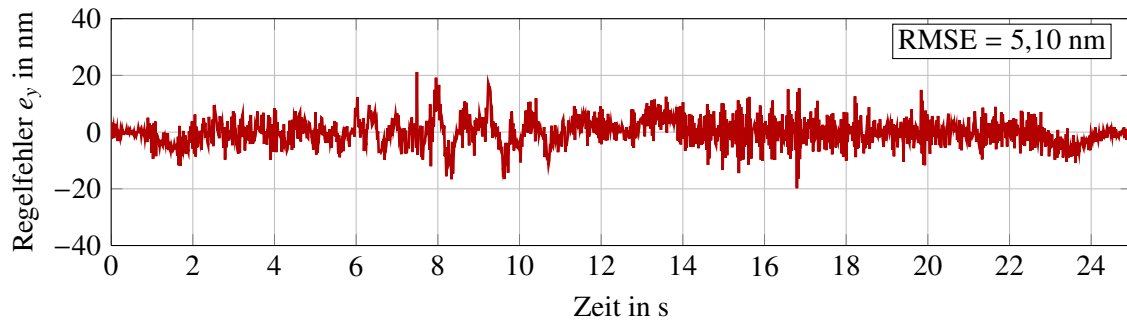


Abbildung A.19: Regelfehler während der linearen Bewegung (Trajektorie B) entlang der y -Achse unter Verwendung des Kompensationsreglers ($M = 2, \beta = 3$)

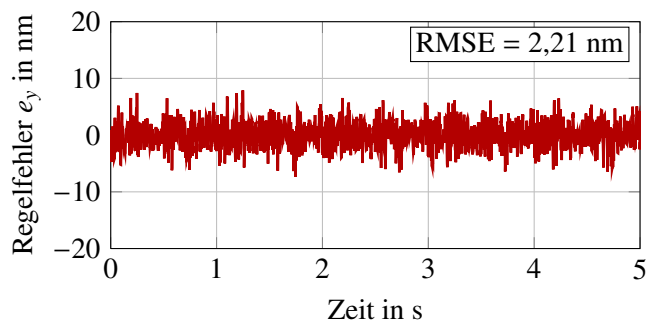


Abbildung A.20:

Regelfehler während sinusförmiger Bewegung (Trajektorie A) entlang der y -Achse unter Verwendung des Kompensationsreglers ($M = 2, \beta = 1$) mit zusätzlicher Störgrößenkompensation

A.4.4 Kompensationsregler – Einzelachsen NPMM 200

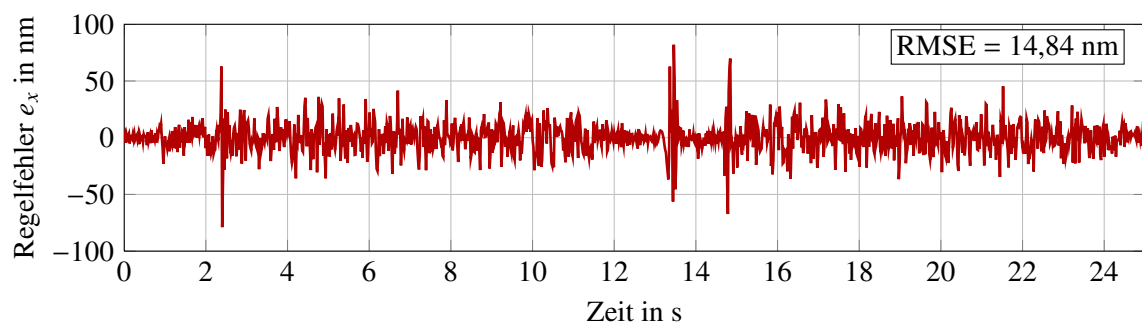


Abbildung A.21: Regelfehler während der linearen Bewegung (Trajektorie B) entlang der x -Achse unter Verwendung des Kompensationsreglers ($M = 2, \beta = 1$) mit Störgrößenkompensation

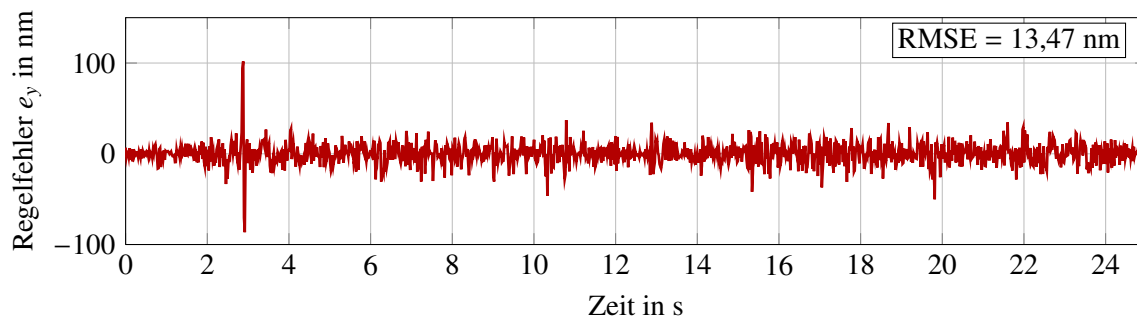


Abbildung A.22: Regelfehler während der linearen Bewegung (Trajektorie B) entlang der y -Achse unter Verwendung des Kompensationsreglers ($M = 2, \beta = 1$) mit Störgrößenkompensation

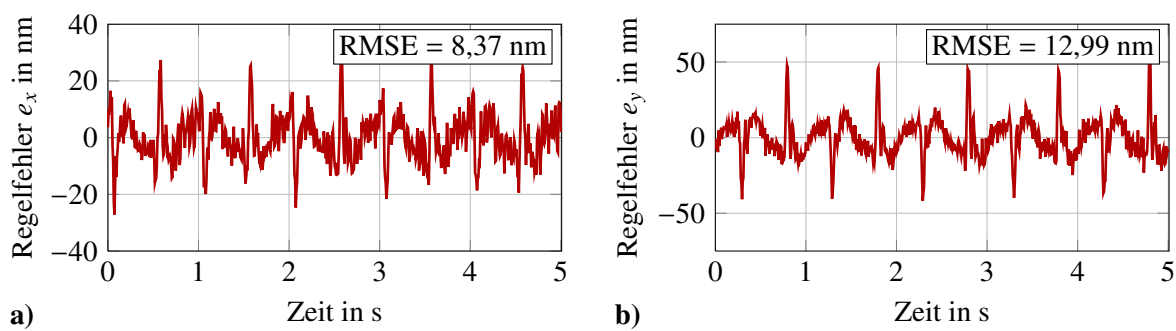


Abbildung A.23: Regelfehler während sinusförmiger Bewegung (Trajektorie A) unter Verwendung des Kompensationsreglers ($M = 2, \beta = 1$) mit Störgrößenkompensation, **a)** x -Achse, **b)** y -Achse

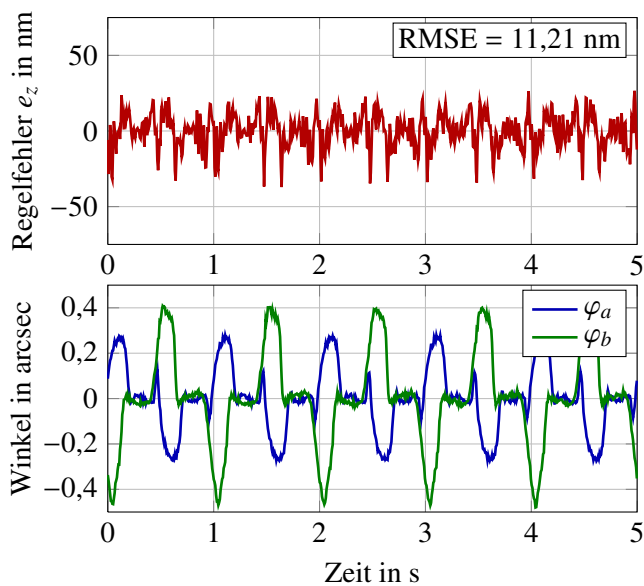


Abbildung A.24: Regelfehler sowie Verlauf der Kippwinkel φ_a und φ_b während sinusförmiger Bewegung (Trajektorie A) entlang z -Achse unter Verwendung des Kompensationsreglers ($M = 2, \beta = 1$) mit Störgrößenkompensation

Tabelle A.1: Mittelwerte aus je drei Messungen, NPMM 200 Einzelachsen

	x -Achse	y -Achse	z -Achse		
	RMSE s_x in nm	RMSE s_y in nm	RMSE s_z in nm	RMSE φ_a in arcsec	RMSE φ_b in arcsec
Linie (B), PID-Regler	181,55	173,24	89,83	0,18	0,07
Linie (B), Kompensationsregler	15,27	13,40	11,73	0,09	0,06
Sinus (A), PID-Regler	829,84	744,18	238,22	0,22	0,22
Sinus (A), Kompensationsregler	8,67	13,07	11,09	0,14	0,21

A.4.5 Kompensationsregler – Gesamtkonzept NPMM 200

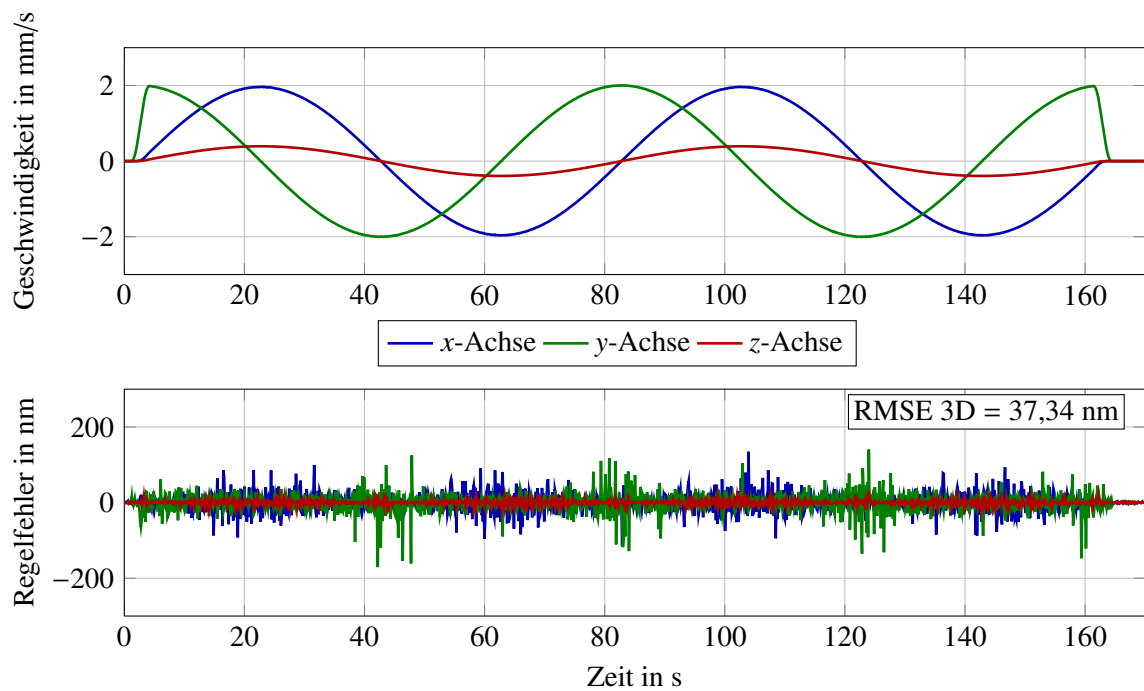


Abbildung A.25: Geschwindigkeiten, sowie Regelfehler während einer Kreisfahrt (Trajektorie D) unter Verwendung des Kompensationsreglers mit Störgrößenkompensation für alle Achsen mit Korrektur der Führungsfehler

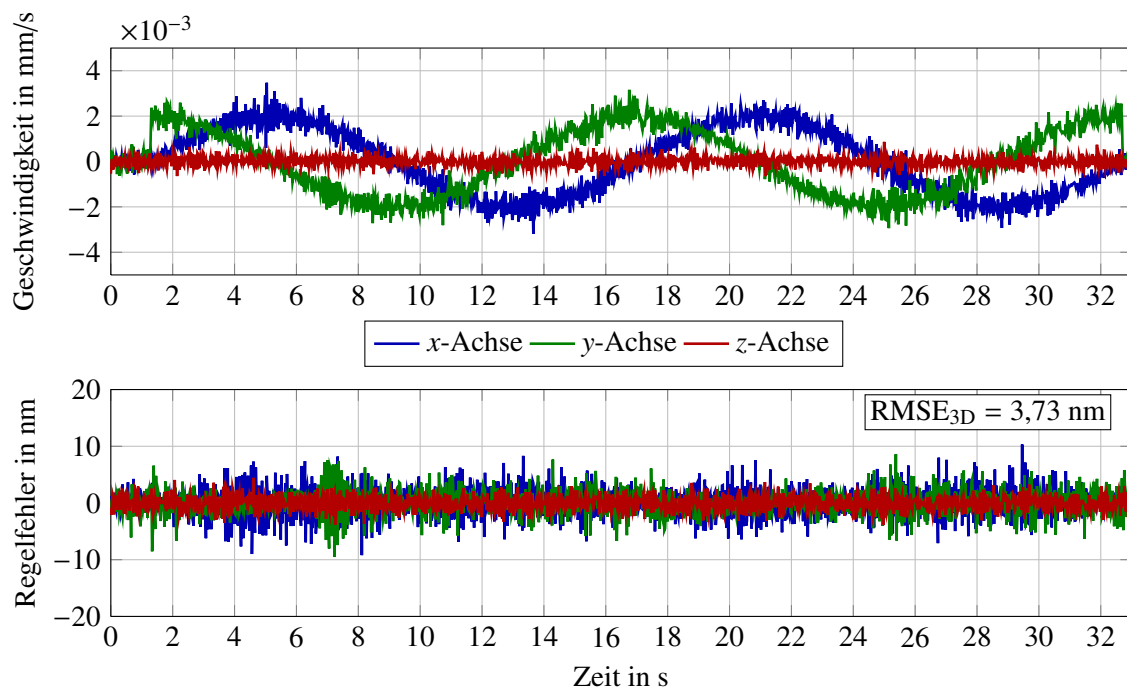


Abbildung A.26: Geschwindigkeiten, sowie Regelfehler während einer Kreisfahrt (Trajektorie C) unter Verwendung des Kompensationsreglers mit Störgrößenkompensation für alle Achsen

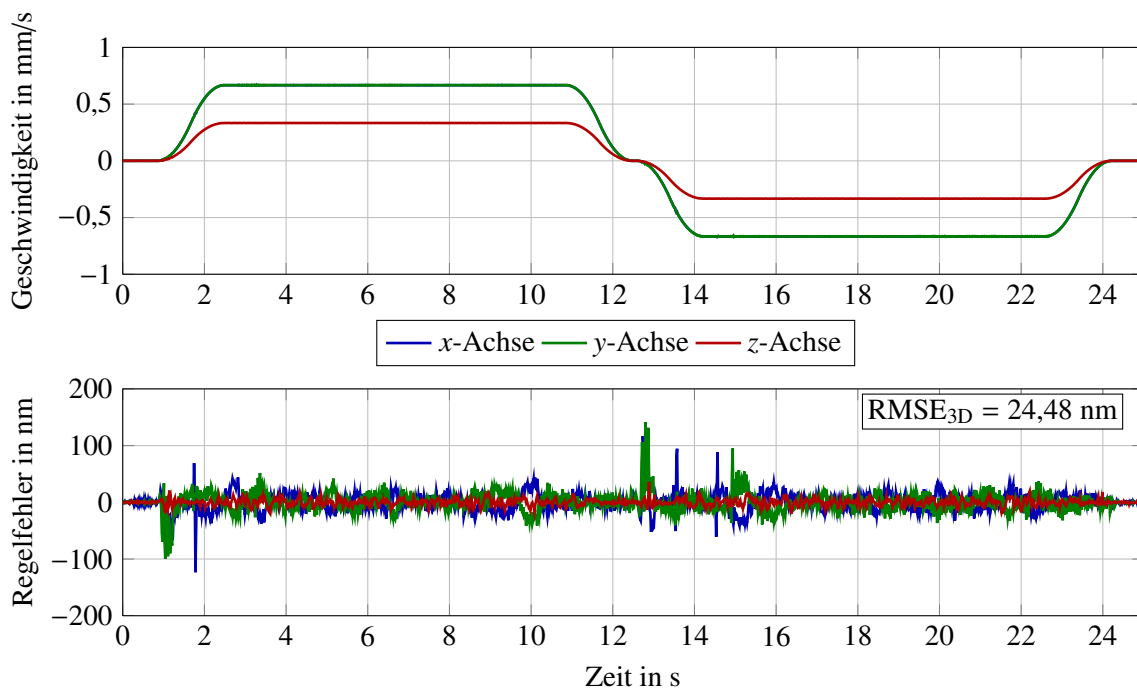


Abbildung A.27: Geschwindigkeiten, sowie Regelfehler während der linearen Bewegung (Trajektorie E) unter Verwendung des Kompensationsreglers mit Störgrößenkompensation für alle Achsen

Literaturverzeichnis

Alle angegebenen Internetadressen wurden zuletzt zwischen dem 1.02.2015 und dem 28.02.2015 überprüft.

- [1] ABBE, E. : Meßapparate für Physiker. In: *Zeitschrift für Instrumentenkunde* (1890), Nr. 10, S. 446–448
- [2] AL-BENDER, F. ; LAMPAERT, V. ; SWEVERS, J. : The generalized Maxwell-slip model: a novel model for friction Simulation and compensation. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 50 (2005), Nr. 11, S. 1883–1887. – ISSN 00189286.
<http://dx.doi.org/10.1109/TAC.2005.858676>
- [3] AMTHOR, A. ; ZSCHACK, S. ; AMENT, C. : Position control on nanometer scale based on an adaptive friction compensation scheme. In: *IECON 2008 - 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*. Orlando, Florida, USA, 2008, S. 2568–2573.
<http://dx.doi.org/10.1109/IECON.2008.4758361>
- [4] AMTHOR, A. ; ZSCHÄCK, S. ; AMENT, C. : High Precision Position Control Using an Adaptive Friction Compensation Approach. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 55 (2010), Nr. 1, S. 274–278
- [5] AMTHOR, A. : *Modellbasierte Regelung von Nanopositionier- und Nanomessmaschinen*. Düsseldorf : VDI-Verl., 2010. – ISBN 978–3–18–517908–2. – Dissertation
- [6] AMTHOR, A. ; WERNER, J. ; LORENZ, A. ; ZSCHÄCK, S. ; AMENT, C. : Asymmetric motion profile planning for nanopositioning and nanomeasuring machines. In: *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering* 224 (2010), Nr. 1, S. 79–92. – ISSN 0959–6518.
<http://dx.doi.org/10.1243/09596518JSCE826>
- [7] AMTHOR, A. ; ZSCHÄCK, S. ; AMENT, C. : Adaptive Reibkraftkompensation zur modellbasierten Positionsregelung von Nanopositionier- und Nanomessmaschinen. In: *at - Automatisierungstechnik* 57 (2009), Nr. 2. – ISSN 0178–2312.
<http://dx.doi.org/10.1524/auto.2009.0751>
- [8] AMTHOR, A. ; ZSCHÄCK, S. ; AMENT, C. : Friction compensation for Nanopositioning and Nanomeasuring Machines. In: *Advanced Motion Control, 2010 11th IEEE International Workshop on*. – ISBN 978–1–4244–6668–9, 7–12.
<http://dx.doi.org/10.1109/AMC.2010.5464105>
- [9] ARMSTRONG-HÉLOUVRY, B. : Stick-slip arising from Stribeck friction. In: *IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Cincinnati, OH, USA, 13-18 May 1990, S. 1377–1382.
<http://dx.doi.org/10.1109/ROBOT.1990.126194>

- [10] ARMSTRONG-HÉLOUVRY, B. ; DUPONT, P. ; CANUDAS-DEWIT, C. : A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction. In: *Automatica* 30 (1994), Nr. 7, S. 1083–1138. – ISSN 00051098.
[http://dx.doi.org/10.1016/0005-1098\(94\)90209-7](http://dx.doi.org/10.1016/0005-1098(94)90209-7)
- [11] ÅSTRÖM, K. J. ; CANUDAS-DEWIT, C. : Revisiting the LuGre model: Stick-slip motion and rate dependence. In: *IEEE Control Systems Magazine* 28 (2008), Nr. 6, S. 101–114. – ISSN 0272–1708.
<http://dx.doi.org/10.1109/MCS.2008.929425>
- [12] BALZER, F. ; GERHARDT, U. ; HAUSOTTE, T. ; MANSKE, E. ; JÄGER, G. : Fibre-coupled monochromatic zero-point sensor for precision positioning systems using laser interferometers. In: *Measurement Science and Technology* 23 (2012), Nr. 7, S. 074008. – ISSN 0957–0233.
<http://dx.doi.org/10.1088/0957-0233/23/7/074008>
- [13] BALZER, F. ; HAUSOTTE, T. ; DOROZHOVETS, N. ; MANSKE, E. ; JÄGER, G. : Tactile 3D microprobe system with exchangeable styli. In: *Measurement Science and Technology* 22 (2011), Nr. 9, S. 094018. – ISSN 0957–0233.
<http://dx.doi.org/10.1088/0957-0233/22/9/094018>
- [14] BALZER, F. G.: *Entwicklung und Untersuchungen zur 3-D-Nanopositioniertechnik in großen Bewegungsbereichen*. Ilmenau : TU Ilmenau Universitätsverlag, 2015. – ISBN 978–3–86360–109–6. – Dissertation
- [15] BEI KIMCO MAGNETICS: LA17-28-000A. – Datenblatt.
www.beikimco.com/pdf/LA17-28-000A.pdf
- [16] BEI KIMCO MAGNETICS: LA25-42-000A. – Datenblatt.
www.beikimco.com/pdf/LA25-42-000A.pdf
- [17] BEN HIRSCHLER: *Nanomedizin leitet Arznei-Revolution ein*. – Die Welt, 2013.
<http://goo.gl/sthu3w>
- [18] BO, L. C. ; PAVELESCU, D. : The friction-speed relation and its influence on the critical velocity of stick-slip motion. In: *Wear* 82 (1982), Nr. 3, S. 277–289. – ISSN 00431648.
[http://dx.doi.org/10.1016/0043-1648\(82\)90223-X](http://dx.doi.org/10.1016/0043-1648(82)90223-X)
- [19] BUTLER, H. : Position Control in Lithographic Equipment, Applications of Control. In: *IEEE Control Systems Magazine* 31 (2011), Nr. 5, S. 28–47. – ISSN 0272–1708.
<http://dx.doi.org/10.1109/MCS.2011.941882>
- [20] CANUDAS-DEWIT, C. : Comments on "A new model for control of systems with friction". In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 43 (1998), Nr. 8, S. 1189–1190. – ISSN 00189286.
<http://dx.doi.org/10.1109/9.704999>
- [21] CANUDAS-DEWIT, C. ; OLSSON, H. ; ÅSTRÖM, K. J. ; LISCHINSKY, P. : A new model for control of systems with friction. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 40 (1995), Nr. 3, S. 419–425. – ISSN 00189286.
<http://dx.doi.org/10.1109/9.376053>

- [22] CARL ZEISS INDUSTRIELLE MESSTECHNIK GMBH: *F25 Messen im Nanometerbereich*. – Datenblatt.
www.tbq-lindner.de/de/dl/kmt/miksys/f25_prospekt.pdf
- [23] COURTNEY-PRATT, J. S. ; EISNER, E. : The Effect of a Tangential Force on the Contact of Metallic Bodies. In: *Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences* 238 (1957), Nr. 1215, S. 529–550. – ISSN 1364–5021.
<http://dx.doi.org/10.1098/rspa.1957.0016>
- [24] DAHL, P. R.: *A Solid Friction Model*. El-Segundo California USA : The Aerospace Corporation, 1968
- [25] DANZEBRINK, H.-U. ; DAI, G. ; POHLENZ, F. ; DZIOMBA, T. ; BUTEFISCH, S. ; FLUGGE, J. ; BOSSE, H. : Dimensional nanometrology at PTB. In: *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*. Graz, Austria, 2012, S. 898–901.
<http://dx.doi.org/10.1109/I2MTC.2012.6229183>
- [26] DEUTSCHE FORSCHUNGSGEMEINSCHAFT DFG: *Information für die Wissenschaft Nr. 06 | 5. Februar 2014: Neue Großgeräteinitiative: „Nanopositionier- und Messmaschinen“*.
http://www.dfg.de/foerderung/info_wissenschaft/2014/info_wissenschaft_14_06/index.html
- [27] DIETERMANN, A. : *Untersuchung und Modellierung des Reibverhaltens von Kugelführungen mit Hilfe von künstlichen neuronalen Netzen*. Technische Universität Ilmenau, 2011
- [28] DIRECT INDUSTRY: *Linear voice coil actuator*.
www.directindustry.com/prod/moticont/linear-voice-coil-actuators-58975-810075.html
- [29] DONKER, R. ; WIDDERSHOVEN, I. ; SPAAN, H. : Isara 400: Enabling ultra-precision coordinate metrology for large parts. In: EUROPEAN SOCIETY FOR PREC. ENG. AND NANOTECHNOLOGY (Hrsg.): *Proc. 10th Euspen Int. Conf.* Bd. 1, 204–8.
http://aspe.net/publications/annual_2010/tech/tech4/3071.pdf
- [30] DONNER, S. : *Die Nanomedizin birgt große und neuartige Potenziale*. – INGENIEUR.de, 2012.
<http://goo.gl/76MyyN>
- [31] DONTSOV, D. : *Homodyninterferometer zur berührungslosen Schwingungsanalyse*. Technische Universität Ilmenau, 2003. – Dissertation
- [32] DUPONT, P. ; ARMSTRONG, B. ; HAYWARD, V. : Elasto-plastic friction model: contact compliance and stiction. In: *American Control Conference (ACC)*. Chicago, IL, USA, 2000, S. 1072–1077.
<http://dx.doi.org/10.1109/ACC.2000.876665>
- [33] DUPONT, P. ; HAYWARD, V. ; ARMSTRONG, B. ; ALTPETER, F. : Single state elastoplastic friction models. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 47 (2002), Nr. 5, S. 787–792. – ISSN 00189286.
<http://dx.doi.org/10.1109/TAC.2002.1000274>

- [34] ENKRICH, C. ; ANTESBERGER, G. ; LOEFFLER, O. ; ROETH, K.-D. ; LASKE, F. ; SCHMIDT, K.-H. ; ADAM, D. : Registration measurement capability of VISTEC LMS IPRO4 with focus on small features. In: *Photomask and NGL Mask Technology XV*. Yokohama, Japan : SPIE, 2008 (SPIE Proceedings), S. 70282Y–70282Y–9.
<http://dx.doi.org/10.1117/12.793104>
- [35] FABREEKA: *Niederfrequente Schwingungsisolaton*.
www.fabreeka.de
- [36] FALB, P. ; WOLOVICH, W. : Decoupling in the design and synthesis of multivariable control systems. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 12 (1967), Nr. 6, S. 651–659. – ISSN 00189286.
<http://dx.doi.org/10.1109/TAC.1967.1098737>
- [37] FÖLLINGER, O. : *Nichtlineare Regelungen II*. 7., überarb. und erw. Aufl. München u.a. : Oldenbourg Verlag, 1993. – ISBN 3486225030
- [38] FÖLLINGER, O. : *Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*. 10. durchges. Aufl. Heidelberg u.a. : Hüthig, 2008
- [39] FREIDOVICH, L. ; ROBERTSSON, A. ; SHIRIAEV, A. ; JOHANSSON, R. : LuGre-Model-Based Friction Compensation. In: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 18 (2010), Nr. 1, S. 194–200.
<http://dx.doi.org/10.1109/TCST.2008.2010501>
- [40] FREUND, E. : *Regelungssysteme im Zustandsraum II: Synthese*. München u.a. : Oldenbourg Verlag, 1987. – ISBN 3486286013
- [41] GOLDSTEIN, H. ; POOLE, C. P. ; SAFKO, J. L. : *Klassische Mechanik*. 3. Auflage. Weinheim : Wiley-VCH, 2006 (Lehrbuch Physik). – ISBN 9783527405893
- [42] HAUSOTTE, T. : *Nanopositionier- und Nanomessmaschine*. Ilmenau : ISLE, 2002. – ISBN 3–932633–71–7. – Dissertation
- [43] HAUSOTTE, T. : *Nanopositionier- und Nanomessmaschinen: Geräte für hochpräzise makro- bis nanoskalige Oberflächen- und Koordinatenmessungen*. Berlin : Pro Business, 2011. – ISBN 978–3–86805–948–9. – Habilitation
- [44] HAUSOTTE, T. ; JÄGER, G. ; MANSKE, E. ; SAWODNY, O. : Control System of a Nanopositioning and Nanomeasuring Machine. In: *ACTUATOR - 9th International Conference on New Actuators*. Bremen, Germany, 2004, S. 123–126
- [45] HAYWARD, V. ; ARMSTRONG, B. ; ALTPETER, F. ; DUPONT, P. : Discrete-Time Elasto-Plastic Friction Estimation. In: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 17 (2009), Nr. 3, S. 688–696.
<http://dx.doi.org/10.1109/TCST.2008.2001710>
- [46] HELLWEG, D. ; WEISS, M. ; PERLITZ, S. ; PETERS, J. H. ; HARNISCH, W. ; GOLDSTEIN, M. : Closing the Infrastructure Gap: Status of the AIMS™ EUV Project. In: *SPIE Advanced Lithography*. San Jose, California : SPIE, 2012 (SPIE Proceedings), S. 83220L–83220L–8.
<http://dx.doi.org/10.1117/12.918691>

- [47] HESS, D. P. ; SOOM, A. : Friction at a Lubricated Line Contact Operating at Oscillating Sliding Velocities. In: *Journal of Tribology* 112 (1990), Nr. 1, S. 147. – ISSN 07424787.
<http://dx.doi.org/10.1115/1.2920220>
- [48] HESSE, S. ; SCHÄFFEL, C. ; ZSCHÄCK, S. ; AMENT, C. ; MÜLLER, A. ; MANSKE, E. : Scan performance of nanopositioning systems with large travel range. In: *Shaping the future by engineering : 58th IWK, Ilmenau Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau, 8 - 12 September 2014 ; proceedings* (2014).
<http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:gbv:ilm1-2014iwk-069:6>
- [49] IBS PRECISION ENGINEERING: *ISARA 400: Next Generation Ultra-Precision Coordinate Measuring Machine*. – Datenblatt
- [50] IBS PRECISION ENGINEERING DEUTSCHLAND GMBH: *Erste ISARA 400 an den Kunden ausgeliefert: Extrem genaue Koordinaten-Messmaschine in Leipzig im Einsatz für die Forschung*. – Pressemitteilung.
<http://goo.gl/B4lKxz>
- [51] INA - DRIVES & MECHATRONICS GMBH & Co. oHG: *LDDM Linearmotoren, ULIM Baureihe*. – Datenblatt.
<http://goo.gl/EhpfP6>
- [52] INTEL: *Microprocessor Quick Reference Guide*.
<http://www.intel.com/pressroom/kits/quickreffam.htm>
- [53] ISERMANN, R. : *Identifikation dynamischer Systeme 1. 2.,* neubearb. u. erw. Aufl. Berlin [u.a.] : Springer, 1992. – ISBN 3540549242
- [54] IWAN, W. D.: A Distributed-Element Model for Hysteresis and Its Steady-State Dynamic Response. In: *Journal of Applied Mechanics* 33 (1966), Nr. 4, S. 893–900. – ISSN 00218936.
<http://dx.doi.org/10.1115/1.3625199>
- [55] JÄGER, G. : Three-dimensional nanopositioning and nanomeasuring machine with a resolution of 0.1 nm. In: *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing* 46 (2010), Nr. 4, S. 318–323. – ISSN 8756–6990.
<http://dx.doi.org/10.3103/S8756699010040035>
- [56] JÄGER, M. : *Entwurf eines Fuzzy-basierten Regelungskonzepts für hochpräzise Positionieraufgaben*. Technische Universität Ilmenau, 2009. – Studienarbeit
- [57] JAMALUDIN, Z. ; BRUSSEL, H. van ; SWEVERS, J. : Quadrant glitch compensation using friction model-based feedforward and an inverse-model-based disturbance observer. In: *10th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control (AMC)*. Trento, Italy, 2008, S. 212–217.
<http://dx.doi.org/10.1109/AMC.2008.4516068>
- [58] JAMALUDIN, Z. ; BRUSSEL, H. van ; SWEVERS, J. : Friction Compensation of an XY Feed Table Using Friction-Model-Based Feedforward and an Inverse-Model-Based Disturbance Observer. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56 (2009), Nr.

- 10, S. 3848–3853. – ISSN 0278–0046.
<http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2017560>
- [59] JULABO: *The Temperature Control Company*.
www.julabo.de
- [60] KALMAN, R. E.: A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. In: *Journal of Basic Engineering* 82 (1960), Nr. 1, S. 35–45. – ISSN 00219223.
<http://dx.doi.org/10.1115/1.3662552>
- [61] KALMAN, R. E. ; BUCY, R. S.: New Results in Linear Filtering and Prediction Theory. In: *Journal of Basic Engineering* 83 (1961), Nr. 1, S. 95–108. – ISSN 00219223.
<http://dx.doi.org/10.1115/1.3658902>
- [62] KARNOPP, D. : Computer Simulation of Stick-Slip Friction in Mechanical Dynamic Systems. In: *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* 107 (1985), Nr. 1, S. 100–103. – ISSN 00220434.
<http://dx.doi.org/10.1115/1.3140698>
- [63] KLAMECKI, B. E.: A catastrophe theory description of stick-slip motion in sliding. In: *Wear* 101 (1985), Nr. 4, S. 325–332. – ISSN 00431648.
[http://dx.doi.org/10.1016/0043-1648\(85\)90136-X](http://dx.doi.org/10.1016/0043-1648(85)90136-X)
- [64] KLÖCKNER, J. : *Interner Projektbericht*. Technische Universität Ilmenau, 2013
- [65] KÜNG, A. ; MELI, F. ; THALMANN, R. : Ultraprecision micro-CMM using a low force 3D touch probe. In: *Measurement Science and Technology* 18 (2007), Nr. 2, S. 319–327. – ISSN 0957–0233.
<http://dx.doi.org/10.1088/0957-0233/18/2/S01>
- [66] LAMPAERT, V. ; AL-BENDER, F. ; SWEVERS, J. : A generalized Maxwell-slip friction model appropriate for control purposes. In: *International Conference Physics and Control*. Saint Petersburg, Russia, 2003, S. 1170–1177.
<http://dx.doi.org/10.1109/PHYCON.2003.1237071>
- [67] LAMPAERT, V. ; AL-BENDER, F. ; SWEVERS, J. : Experimental Characterization of Dry Friction at Low Velocities on a Developed Tribometer Setup for Macroscopic Measurements. In: *Tribology Letters* 16 (2004), Nr. 1/2, S. 95–105. – ISSN 1023–8883.
<http://dx.doi.org/10.1023/B:TRIL.0000009719.53083.9e>
- [68] LEISTRITZ, B. : *Berechnungen zur Maximalen Beschleunigung – Beratungsprotokoll*. Technische Universität Ilmenau, 2009
- [69] LISCHINSKY, P. ; CANUDAS-DEWIT, C. ; MOREL, G. : Friction compensation for an industrial hydraulic robot. In: *Control Systems, IEEE* 19 (1999), Nr. 1, S. 25–32. – ISSN 1066–033X.
<http://dx.doi.org/10.1109/37.745763>
- [70] LU, L. ; BIN, Y. ; QINGFENG, W. ; ZHENG, C. : Adaptive robust control of linear motor systems with dynamic friction compensation using modified LuGre Model. In: *Advanced Intelligent Mechatronics (AIM), IEEE/ASME International Conference on,*

- 2008, S. 961–966.
<http://dx.doi.org/10.1109/AIM.2008.4601791>
- [71] MANSKE, E. ; HAUSOTTE, T. ; MASTYLO, R. ; MACHLEIDT, T. ; FRANKE, K.-H. ; JÄGER, G. : New applications of the nanopositioning and nanomeasuring machine by using advanced tactile and non-tactile probes. In: *Measurement Science and Technology* 18 (2007), Nr. 2, S. 520–527. – ISSN 0957–0233.
<http://dx.doi.org/10.1088/0957-0233/18/2/S27>
- [72] MANSKE, E. ; JÄGER, G. ; HAUSOTTE, T. ; FÜSSL, R. : Recent developments and challenges of nanopositioning and nanomeasuring technology. In: *Measurement Science and Technology* 23 (2012), Nr. 7, S. 074001. – ISSN 0957–0233.
<http://dx.doi.org/10.1088/0957-0233/23/7/074001>
- [73] MASTYLO, R. ; DONTSOV, D. ; MANSKE, E. ; JÄGER, G. : A focus sensor for an application in a nanopositioning and nanomeasuring machine. In: *Optical Metrology*. Munich, Germany : SPIE, 2005 (SPIE Proceedings), S. 238–244.
<http://dx.doi.org/10.1117/12.612887>
- [74] McBRAYER, J. D.: An overview of Sandia National Laboratories' MEMS activities. In: *2002 IEEE Aerospace Conference*. Big Sky, MT, USA, 9-16 March 2002, S. 4–2019–4–2024.
<http://dx.doi.org/10.1109/AERO.2002.1036914>
- [75] MELI, F. ; KÜNG, A. ; THALMANN, R. : Ultrapräzises Koordinatenmessgerät für Mikro-teile. In: *metInfo* 12 (2005), Nr. 3, 4–10.
<http://goo.gl/i0mpch>
- [76] MOERLOOZE, K. d. ; AL-BENDER, F. : Experimental Investigation into the Tractive Pre-rolling Behavior of Balls in V-Grooved Tracks. In: *Advances in Tribology* (2008), S. 1–10. – ISSN 1687–5915.
<http://dx.doi.org/10.1155/2008/561280>
- [77] NATIONAL INSTRUMENTS: *PXI-Plattform*.
<http://www.ni.com/pxi/d/>
- [78] NELDER, J. A. ; MEAD, R. : A Simplex Method for Function Minimization. In: *The Computer Journal* 7 (1965), Nr. 4, S. 308–313. – ISSN 0010–4620.
<http://dx.doi.org/10.1093/comjnl/7.4.308>
- [79] OLSSON, H. ; ÅSTRÖM, K. J. ; CANUDAS-DEWIT, C. ; GÄFVERT, M. ; LISCHINSKY, P. : Friction Models and Friction Compensation. In: *European Journal of Control* 4 (1998), Nr. 3, S. 176–195. – ISSN 09473580.
[http://dx.doi.org/10.1016/S0947-3580\(98\)70113-X](http://dx.doi.org/10.1016/S0947-3580(98)70113-X)
- [80] PANASONIC INDUSTRIAL DEVICES: *UA3P: Specifications*.
<http://goo.gl/el1xAt>
- [81] PARMAR, G. ; BARTON, K. ; AWATAR, S. : Large dynamic range nanopositioning using iterative learning control. In: *Precision Engineering* 38 (2014), Nr. 1, S. 48–56. – ISSN 01416359.
<http://dx.doi.org/10.1016/j.precisioneng.2013.07.003>

- [82] PETER HIRT GMBH: *KF und Komponenten*.
http://www.peterhirt.ch/de/product_groups/kf-und-komponenten
- [83] RAMASUBRAMANIAN, A. ; RAY, L. R.: Adaptive friction compensation using extended Kalman-Bucy filter friction estimation: a comparative study. In: *American Control Conference (ACC 2000)*. Chicago, IL, USA, 2000, S. 2588–2594.
<http://dx.doi.org/10.1109/ACC.2000.878675>
- [84] RAMASUBRAMANIAN, A. ; RAY, L. R.: Friction cancellation in flexible systems using extended kalman-bucy filtering. In: *American Control Conference (ACC)*. Denver, Colorado, USA, 2003, S. 1062–1067.
<http://dx.doi.org/10.1109/ACC.2003.1239727>
- [85] RAVANBOD-SHIRAZI, L. ; BESANCON-VODA, A. : Friction identification using the Karnopp model, applied to an electropneumatic actuator. In: *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering* 217 (2003), Nr. 2, 123–138. – ISSN 0959–6518.
<http://pii.sagepub.com/content/217/2/123.abstract>
- [86] RIZOS, D. D. ; FASSOIS, S. D.: Maxwell Slip Model Based Identification and Control of Systems with Friction. In: *44th IEEE Conference on Decision and Control*. Seville, Spain, 2005, S. 4578–4583.
<http://dx.doi.org/10.1109/CDC.2005.1582884>
- [87] RIZOS, D. D. ; FASSOIS, S. D.: Friction Identification Based Upon the LuGre and Maxwell Slip Models. In: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 17 (2009), Nr. 1, S. 153–160.
<http://dx.doi.org/10.1109/TCST.2008.921809>
- [88] RUDERMAN, M. : *Zur Modellierung und Kompensation dynamischer Reibung in Aktuatorssystemen*. Technische Universität Dortmund, 2012. – Dissertation
- [89] RUIJL, T. ; FRANSE, J. ; EIJK, J. van: Ultra Precision CMM Aiming for the Ultimate Concept. In: EUROPEAN SOCIETY FOR PREC. ENG. AND NANOTECHNOLOGY (Hrsg.): *Proc. 2nd Euspen Int. Conf.*, 2001, S. 234–237
- [90] RUIJL, T. : *Ultra Precision Coordinate Measuring Machine: Design, Calibration and Error Compensation*. Technische Universität Delft, 2001. – Dissertation
- [91] SCHENK, C. : *Theoretische und experimentelle Untersuchungen an ebenen aerostatischen Gaslagerelementen unter Hochvakuumbedingungen*, TU Ilmenau, Diss., 2007
- [92] SCHILLING, R. J.: *Fundamentals of robotics: Analysis and control*. Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, USA, 1990. – ISBN 978–81–203–1047–6
- [93] SCHNEEBERGER AG: *Linearführungen Typ R*.
<http://goo.gl/YxfBy5>
- [94] SCHOTT, W. ; PÖSCHEL, W. ; ECKE, S. ; JÄGER, G. ; GRÜNWARD, R. ; BÜCHNER, H.-J. ; MANSKE, E. ; WURZBACHER, H. : Präzision mit Laserlicht. In: *Laser + Photonik* (2003), Nr. 1, S. 31–33

- [95] SCHOTT AG: *ZERODUR - Extremely Low Expansion Glass Ceramic*.
<http://goo.gl/uQX8AA>
- [96] SEIDEL, D. ; ARNZ, M. ; BEYER, D. : In-die photomask registration and overlay metrology with PROVE using 2D correlation methods. In: *SPIE Photomask Technology*. Monterey, California : SPIE, 2011 (SPIE Proceedings), S. 81661E–81661E–13.
<http://dx.doi.org/10.1117/12.896592>
- [97] SEITZ, K. : Messgerät F25 für die Mikrosystemtechnik. In: *Innovation Messtechnik Spezial* (2006), Nr. 7, 18–19.
http://www.imtecweb.de/assets/innovation_7.pdf
- [98] SHEN, J.-C. ; LU, Q.-Z. ; WU, C.-H. ; JYWE, W.-Y. : Sliding-Mode Tracking Control With DNLRX Model-Based Friction Compensation for the Precision Stage. In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 19 (2014), Nr. 2, S. 788–797. – ISSN 1083–4435.
<http://dx.doi.org/10.1109/TMECH.2013.2260762>
- [99] SIMON, D. : *Optimal state estimation: Kalman, H and nonlinear approaches*. Hoboken N.J. : Wiley-Interscience, 2006. – ISBN 0471708585
- [100] SIOS MESSTECHNIK GMBH: *Miniaturinterferometer mit Planspiegelreflektor Serie SP*. – Datenblatt.
www.sios.de/DEUTSCH/PRODUKTE/SP_dt_2014.pdf
- [101] SIOS MESSTECHNIK GMBH: *Nanopositionier- und Nanomessmaschine NMM-1*. – Datenblatt.
www.sios.de/DEUTSCH/PRODUKTE/NMM-1_dt_2013.pdf
- [102] SPAAN, H. ; DONKER, R. ; WIDDERSHOVEN, I. : Isara 400: Development of an ultra-precision CMM for measurement of large parts. In: *Proceedings of the ASPE spring topical meeting on Mechanical Metrology and Measurement Uncertainty*, 2009, S. 1–5
- [103] STÖLTING, H.-D. ; KALLENBACH, E. ; AMRHEIN, W. : *Handbuch Elektrische Kleinantriebe*. 4. Auflage. München : Hanser, Carl, 2011. – ISBN 978–3–446–42392–3
- [104] STRIBECK, R. : Die Wesentlichen Eigenschaften der Gleit- und Rollenlager. In: *Zeitschrift Verein deutsche Ingenieure* (1902), Nr. 46, S. 38ff.
- [105] TEXAS INSTRUMENTS: *High-Voltage, High-Current OPERATIONAL AMPLIFIER*. – Datenblatt.
www.ti.com/lit/ds/symlink/opa548.pdf
- [106] TSUTSUMI, H. ; YOSHIZUMI, K. ; TAKEUCHI, H. : Ultrahighly accurate 3D profilometer. In: *Proc. SPIE 5638, Optical Design and Testing II*, 2005, S. 387–394.
<http://dx.doi.org/10.1117/12.573774>
- [107] TU ILMENAU: Sonderforschungsbereich 622 „Nanopositionier- und Nanomessmaschinen“: Abschluss eines Erfolgsprojekts. In: *Universitätsnachrichten Ilmenau* 56 (2013), Nr. 03.
<http://goo.gl/OekuZH>

- [108] VERMEULEN, M. ; ROSIELLE, P. ; SCHELLEKENS, P. : Design of a High-Precision 3D-Coordinate Measuring Machine. In: *CIRP Annals - Manufacturing Technology* 47 (1998), Nr. 1, S. 447–450. – ISSN 00078506.
[http://dx.doi.org/10.1016/S0007-8506\(07\)62871-6](http://dx.doi.org/10.1016/S0007-8506(07)62871-6)
- [109] WEINBERGER, S. ; NGUYEN, T. T. ; AMENT, C. ; HOFFMANN, M. : Quasi-static micromirror with enlarged deflection based on aluminum nitride thin film springs. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 210 (2014), S. 165–174. – ISSN 09244247.
<http://dx.doi.org/10.1016/j.sna.2014.02.017>
- [110] WERNER, C. : *Entwurf eines Regelungskonzeptes auf Basis von künstlichen Neuronalen Netzen*. Technische Universität Ilmenau, 2008. – Studienarbeit
- [111] WERNSTEDT, J. : *Experimentelle Prozessanalyse*. 1. Auflage. Berlin : Verl. Technik, 1989. – ISBN 978–3341006764
- [112] WOERNLE, C. : *Mehrkörpersysteme: Eine Einführung in die Kinematik und Dynamik von Systemen starrer Körper*. Berlin u.a. : Springer, 2011. – ISBN 3642159826.
<http://dx.doi.org/10.1007/978-3-642-15982-4>
- [113] WORDEN, K. ; WONG, C. ; PARLITZ, U. ; HORNSTEIN, A. ; ENGSTER, D. ; TIAHJOWIDODO, T. ; AL-BENDER, F. ; RIZOS, D. ; FASSOIS, S. : Identification of pre-sliding and sliding friction dynamics: Grey box and black-box models. In: *Mechanical Systems and Signal Processing* 21 (2007), Nr. 1, S. 514–534. – ISSN 08883270.
<http://dx.doi.org/10.1016/j.ymsp.2005.09.004>
- [114] XIE, J. ; SONG, M. ; YUAN, W. : A high sensitivity micromachined accelerometer with an enhanced inertial mass SOI MEMS process. In: *2013 8th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS)*. Suzhou, China, 2013, S. 336–339.
<http://dx.doi.org/10.1109/NEMS.2013.6559745>
- [115] XU, H. ; MÜLLER, A. ; BALZER, F. ; PERCLE, B. ; MANSKE, E. ; JÄGER, G. : The complete acquisition of the topography of a special multi-mirror arrangement with the help of a Fizeau interferometer. In: *SPIE Europe Optical Metrology*. Munich, Germany : SPIE, 2009 (SPIE Proceedings), S. 73890O–73890O–10.
<http://dx.doi.org/10.1117/12.823484>
- [116] ZIMMERMANN, J. ; SAWODNY, O. : Modeling for Simulation and Control of a X-Y High Precision Positioning Table. In: *IEEE International Conference on Automation Science and Engineering*. Scottsdale USA, 2007, S. 1093–1098.
<http://dx.doi.org/10.1109/COASE.2007.4341750>
- [117] ZIMMERMANN, J. ; SAWODNY, O. ; LYDA, W. ; OSTEN, W. : A control system for automated multiscale measuring systems. In: *Mechatronics* 22 (2012), Nr. 3, S. 338–348. – ISSN 09574158.
<http://dx.doi.org/10.1016/j.mechatronics.2011.11.003>
- [118] ZSCHÄCK, S. : *Kompensation von Störgrößen zur nanometergenauen Positionierung von kugelgeführten Parallelkinematiken*. Technische Universität Ilmenau, 2008. – Diplomarbeit

- [119] ZSCHÄCK, S. ; BÜCHNER, S. ; AMTHOR, A. ; AMENT, C. : Maxwell Slip based adaptive friction compensation in high precision applications. In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*. Montreal, QC, Canada, 2012, S. 2331–2336.
<http://dx.doi.org/10.1109/IECON.2012.6388877>
- [120] ZSCHÄCK, S. ; BÜCHNER, S. ; NGUYEN, T. T. ; AMTHOR, A. ; AMENT, C. : Adaptive Control of High Precision Positioning Stages with Friction. In: *International Conference on Control, Automation and Information Sciences (ICCAIS)*. Saigon, Vietnam, 2012, S. 158–163.
<http://dx.doi.org/10.1109/ICCAIS.2012.6466578>
- [121] ZSCHÄCK, S. ; HESSE, S. ; AMTHOR, A. ; KATZSCHMANN, M. ; SCHÄFFEL, C. ; AMENT, C. : Vergleich der Scan-Performance bei Nanopositioniersystemen mit großem Bewegungsbereich. In: *tm - Technisches Messen* 81 (2014), Nr. 6. – ISSN 0171–8096.
<http://dx.doi.org/10.1515/teme-2014-0358>
- [122] ZSCHÄCK, S. ; KLÖCKNER, J. ; GUSHCHINA, I. ; AMTHOR, A. ; AMENT, C. ; FENGLER, W. : Control of nanopositioning and nanomeasuring machines with a modular FPGA based data processing system. In: *Mechatronics* 23 (2013), Nr. 3, S. 257–263. – ISSN 09574158.
<http://dx.doi.org/10.1016/j.mechatronics.2012.12.003>
- [123] ZSCHÄCK, S. ; AMTHOR, A. ; AMENT, C. : Decentralized high precision motion control for nanopositioning and nanomeasuring machines. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. Melbourne, Australia, 2011, S. 546–551.
<http://dx.doi.org/10.1109/IECON.2011.6119369>